

А.Г. Сосков, Ю.П. Колонтаєвський

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

За редакцією
доктора технічних наук, професора
А.Г. Соскова

*Затверджено
Міністерством освіти і науки України як підручник
для студентів вищих навчальних закладів,
які навчаються за напрямом
«Електротехніка та електротехнології»*

Київ «Каравела» 2015

УДК 621.38(075.8)
ББК 31.2
К 45

Гриф надано
Міністерством освіти і науки України
(лист № 1/11 – 13724 від 10.09.2013 р.)

Рецензенти:

Батигін Ю.В., доктор технічних наук, професор,
завідувач кафедри фізики Харківського національного
автомобільно-дорожнього університету;

Жемеров Г.Г., доктор технічних наук, професор кафедри
промислової і біомедичної електроніки Національного технічного
університету «Харківський політехнічний інститут»;

Кононов Б.Т., заслужений діяч науки і техніки України,
доктор технічних наук, професор кафедри електротехнічних
систем комплексів озброєння і військової техніки
Харківського університету Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба.

К 45 Сосков А.Г., Колонтаєвський Ю.П.

Промислова електроніка: Підручник. / За ред. А.Г. Соскова. –
К.: Каравела, 2015. – 536 с.

ISBN 978-966-222-976-9

Розглянуто принцип дії, характеристики, параметри та області застосування електронних напівпровідникових приладів; побудову та роботу пристроїв інформаційної електроніки: підсилювачів напруги змінного та постійного струмів, імпульсних і цифрових пристроїв, виконаних на основі дискретних елементів та інтегральних мікросхем; пристроїв енергетичної електроніки: вентильних ведених мережею та автономних перетворювачів; наведено методики розрахунку основних вузлів електронних пристроїв та відомості про новітні тенденції розвитку приладів і схемотехніки електроніки.

Теоретичні положення підкріплено прикладами виконання практичних завдань. Для забезпечення можливості формування завдань для курсових та контрольних робіт підручник містить десять розрахунково-графічних робіт по сто варіантів кожна.

Для студентів, які навчаються за напрямками «Електротехніка та електротехнології» і «Електромеханіка». Може бути корисним неспеціалістам у галузі електроніки для самоосвіти.

УДК 621.38(075.8)
ББК 31.2

© Сосков А.Г., Колонтаєвський Ю.П., 2015

ISBN 978-966-222-976-9

© Видавництво «Каравела», 2015

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	9
ВСТУП	10
РОЗДІЛ 1. ФІЗИЧНІ ОСНОВИ РОБОТИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИБЛДІВ	17
1.1. Напівпровідники. Загальні відомості	17
1.2. Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу (<i>p-n</i> переходу)	20
Контрольні запитання	23
РОЗДІЛ 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИБЛАДИ ТА ЇХ СТИСЛА ХАРАКТЕРИСТИКА	24
2.1. Класифікація напівпровідникових приладів	24
2.2. Напівпровідникові резистори	24
2.3. Напівпровідникові діоди.	26
2.3.1. Принцип дії, будова. Статичні характеристики.	26
2.3.2. Динамічний режим роботи випрямних діодів.	33
2.4. Біполярні транзистори.	36
2.4.1. Будова та принцип дії біполярного транзистора	36
2.4.2. Основні схеми вмикання і статичні характеристики біполярного транзистора	39
2.4.3. Біполярний транзистор як активний чотириполюсник (<i>h</i> - параметри)	44
2.4.4. Основні режими роботи біполярного транзистора	47
2.4.5. Складені транзистори.	50
2.4.6. Одноперехідний транзистор.	51
2.5. Уніполярні (польові) транзистори.	52
2.5.1. Загальні відомості.	52
2.5.2. Польові транзистори з керуючим <i>p-n</i> переходом.	53
2.5.3. СІТ - транзистори.	56
2.5.4. Польові транзистори з ізолюваним затвором (МДН – транзистори)	57
2.5.5. Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (БТІЗ)	61
2.6. Динамічні режими роботи транзисторів.	67
2.7. Перемикаючі напівпровідникові прилади (тиристори)	71
2.7.1. Диністори.	71
2.7.2. Триністор (керований діод)	74
2.7.3. Динамічні характеристики тиристора.	78
2.7.4. Спеціальні типи тиристорів (симістор, фототиристор, двоопераційний тиристор, оптронний тиристор)	80
2.7.5. Електростатичні тиристори.	85
2.7.6. Запірний тиристор з МОН-керуванням.	86
2.8. Силкові напівпровідникові модулі.	87
2.9. Інтегральні мікросхеми	91

2.9.1. Загальні відомості	91
2.9.2. Гібридні ІМС	93
2.9.3. Напівпровідникові ІМС	94
2.9.4. Призначення і параметри ІМС. Тенденції їхнього розвитку.	94
2.10. Сучасний стан і тенденції розвитку керованих силових напівпровідникових приладів	99
Контрольні запитання	107
РОЗДІЛ 3. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ.	
ПІДСИЛЮВАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ	109
3.1. Загальні відомості про підсилювачі та їх класифікація	109
3.2. Основні параметри і характеристики підсилювачів	111
3.3. Принципи побудови підсилювачів	113
3.4. Основні режими (класи) роботи підсилювачів	114
3.5. Кола зміщення підсилювальних каскадів	116
3.6. Температурна стабілізація підсилювачів	118
3.7. Каскади попереднього підсилення	119
3.7.1. Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ.	119
3.7.2. Підсилювальний каскад з СК (емітерний повторювач)	124
3.7.3. Підсилювальний каскад з СБ.	126
3.8. Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах	127
3.8.1. Підсилювальний каскад з СВ	128
3.8.2. Підсилювальний каскад з СС	129
3.8.3. Зворотні зв'язки в підсилювачах	130
3.9. Багатокаскадні підсилювачі	135
3.9.1. Багатокаскадні підсилювачі з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками	135
3.9.2. Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторними зв'язками	138
3.9.3. Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення	142
3.9.4. Вибіркові підсилювачі	144
Контрольні запитання	145
РОЗДІЛ 4. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	146
4.1. Загальні відомості	146
4.2. Підсилювач прямого підсилення	147
4.3. Балансні ППС	149
4.4. Диференціальний ППС	150
4.5. Підсилювачі з подвійним перетворенням	152
4.6. Операційні підсилювачі (ОП)	152
4.6.1. Загальні відомості	152
4.6.2. Інвертувальний підсилювач	159
4.6.3. Неінвертувальний підсилювач	161
4.6.4. Перетворювач струму у напругу	162
4.6.5. Інвертувальний суматор	163
4.6.6. Неінвертувальний суматор	163

4.6.7. Інтегрувальний підсилювач (інтегратор)	164
4.6.8. Диференціювальний підсилювач (диференціатор)	165
4.6.9. Компаратори (схеми порівняння)	166
4.6.10. Підсилювач змінного струму на ОП з однополярним живленням	167
4.6.11. Збільшення потужності вихідного сигналу ОП	167
4.6.12. Прецизійний випрямляч	168
Контрольні запитання	169
РОЗДІЛ 5. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ	170
5.1. Загальні відомості про імпульсні пристрої. Параметри імпульсів	170
5.2. Електронні ключі та найпростіші схеми формування імпульсів	173
5.3. Мультивібратори	176
5.3.1. Загальні відомості	176
5.3.2. Мультивібратор з колекторно-базовими зв'язками в автоколивальному режимі	177
5.3.3. Мультивібратор на ОП	182
5.3.4. Одновібратор з колекторно-базовими зв'язками (чекаючий мультивібратор)	183
5.3.5. Одновібратор на ОП	185
5.4. Блокінг – генератори	187
Контрольні запитання	191
РОЗДІЛ 6. ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ	192
6.1. Алгебра логіки	192
6.2. Реалізація простих логічних функцій. Логічні елементи	194
Контрольні запитання	199
РОЗДІЛ 7. ТРИГЕРИ	200
7.1. Загальні відомості про тригери та їх призначення	200
7.2. Тригер на біполярних транзисторах (симетричний тригер з лічильним запуском)	200
7.3. Тригери на логічних елементах	203
7.3.1. RS-тригер	204
7.3.2. Тригер D-типу (D-тригер)	206
7.3.3. Тригер T-типу (T-тригер)	207
7.3.4. JK-тригер	207
Контрольні запитання	208
РОЗДІЛ 8. ЦИФРОВІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ	209
8.1. Поняття про цифрові мікроелектронні пристрої	209
8.2. Реалізація складних логічних функцій	209
8.3. Дешифратори	212
8.4. Мультиплексори	214
8.5. Лічильники імпульсів	214
8.6. Регістри	219
8.7. Цифро-аналогові (ЦАП) і аналого-цифрові (АЦП) перетворювачі	220

8.7.1. Будова і робота ЦАП	220
8.7.2. АЦП	224
8.8. Мультивібратори і одновібратори на логічних елементах і тригерах . .	227
8.9. ІМС таймера К1006ВИ1 (555)	231
8.10. Мікропроцесорні пристрої	233
8.10.1. Загальні положення. Дещо з історії процесорів	233
8.10.2. Особливості роботи і використання мікропроцесорів Двійкова система числення. Структура мікропроцесорної системи .	236
8.10.3. Структура мікропроцесора	240
8.10.4. Запам'ятовувальні пристрої. Загальні відомості.	241
8.10.5. Запам'ятовувальні пристрої для зберігання оперативної інформації (ОЗП)	242
8.10.6. Запам'ятовувальні пристрої для зберігання постійної інформації (ПЗП)	243
8.10.7. Алгоритм. Способи представлення алгоритму	245
8.10.8. Завдання і виконання програм МПП	245
8.10.9. Шістнадцяткова система числення	247
8.10.10. Асемблер	248
8.10.11. Програмовані логічні контролери	250
8.10.12. Мікроконтролери	253
8.10.13. Структура мікроконтролера	256
8.10.14. Зіставлення основних етапів створення пристроїв керування на основі цифрових автоматів з жорсткою логікою і програмованих	258
Контрольні запитання	259
РОЗДІЛ 9. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. ВИПРЯМЛЯЧІ.	262
9.1. Загальні відомості та класифікація	262
9.2. Експлуатаційні параметри і характеристики випрямлячів	264
9.3. Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження	267
9.4. Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження	270
9.5. Трифазні випрямлячі	272
9.5.1. Схема Міткевича	273
9.5.2. Схема Ларіонова	275
9.6. Згладжувальні фільтри	278
9.6.1. Основні поняття про фільтри	278
9.6.2. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-ємнісне навантаження	280
9.6.3. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-індуктивне навантаження	284
9.6.4. Деякі особливості роботи фільтрів	288
9.7. Зовнішні характеристики випрямлячів	289

9.8. Стабілізатори напруги	291
9.8.1. Параметричні стабілізатори	291
9.8.2. Компенсаційні стабілізатори	293
9.9. Стабілізатори струму	296
9.10. Керовані випрямлячі	299
9.10.1. Методи і пристрої регулювання напруги постійного струму	299
9.10.2. Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом	309
9.10.3. Робота керованого випрямляча на активно-індуктивне навантаження	311
9.11. Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)	313
9.11.1. Загальні положення	313
9.11.2. СІФК з горизонтальним керуванням	314
9.11.3. СІФК з вертикальним керуванням	316
9.12. Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням.	318
9.12.1. Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН)	318
9.12.2. Вузол порівняння (ВП)	321
9.12.3. Імпульсний підсилювач потужності	322
9.12.4. Приклади реалізації СІФК	323
9.13. СІФК з цифровим керуванням	326
Контрольні запитання	328
РОЗДІЛ 10. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ.	
РЕГУЛЯТОРИ (ПЕРЕРИВАЧІ) ЗМІННОГО СТРУМУ	331
10.1. Загальні відомості і класифікація	331
10.2. Однофазні регулятори змінного струму	333
10.3. Трифазні регулятори змінного струму	340
10.4. Схеми запуску керованих напівпровідникових приладів у регуляторах напруги	346
Контрольні запитання	358
РОЗДІЛ 11. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. ІНВЕРТОРИ.	
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ	360
11.1. Автономні інвертори	360
11.1.1. Призначення та класифікація	360
11.1.2. Однофазний інвертор струму	361
11.1.3. Півмостовий однофазний інвертор напруги	364
11.1.4. Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах	367
11.1.5. Резонансні інвертори.	375
11.1.6. Випрямлячі з багатократним перетворенням	377
11.2. Інвертори, ведені мережею	378
11.3. Приклади застосування інверторів із використанням мікроелектронних пристроїв.	381
11.4. Перетворювачі частоти	385

Контрольні запитання	388
РОЗДІЛ 12. ВПЛИВ ВЕНТИЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА	
МЕРЕЖУ. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ	389
12.1. Загальні відомості про електромагнітну сумісність	389
12.2. Коефіцієнт потужності вентильних перетворювачів та основні шляхи його підвищення	391
12.3. Некеровані джерела реактивної потужності	396
12.4. Керовані джерела реактивної потужності	401
12.4.1. Принцип керування параметрами змінного струму у чотириквadrантних перетворювачах з імпульсною модуляцією	401
12.4.2. Регулювання неактивної потужності	407
12.4.3. Регульований повний опір	411
12.4.4. Комбінований фільтр змінного струму.	413
Контрольні запитання	416
ПРАКТИКУМ	418
Вправи	418
В1. Попередній (ескізний) розрахунок підсилювача низької частоти . . .	419
В2. Остаточний розрахунок каскаду попереднього підсилення ПНЧ, виконаного за схемою з СЕ.	428
В3. Розрахунок та аналіз роботи підсилюючих каскадів на операційних підсилювачах (ОП)	442
В4. Побудова та аналіз роботи комбінаційних логічних пристроїв	448
В5. Розрахунок імпульсних пристроїв та побудова лічильників імпульсів	453
В6. Розрахунок однофазного випрямляча малої потужності	462
В7. Застосування інтегральних стабілізаторів напруги	474
В8. Розрахунок однофазного регулятора змінної напруги	483
В9. Розрахунок однофазного мостового автономного інвертора напруги. .	492
В10. Розрахунок знижувального імпульсного регулятора постійної напруги .	504
Додаток А. Зміст пояснювальної записки до розрахунку електронного пристрою	520
ПІСЛЯМОВА	522
РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА	523
ПРИЙНЯТІ СКОРОЧЕННЯ	526
ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК	528

ПЕРЕДМОВА

Цей підручник створено на основі багаторічного досвіду викладання авторами дисциплін «Промислова електроніка», «Електроніка і мікросхемотехніка» та «Мікропроцесорна техніка» на кафедрі теоретичної і загальної електротехніки Харківського національного університету міського господарства імені О.М. Бекетова для студентів, які навчаються за напрямками «Електротехніка та електротехнології» і «Електромеханіка».

У пропонованому підручнику подано новітні досягнення у розвитку приладів і схемотехніки електроніки, та наряду з теорією, що викладена у доступній формі, міститься значна кількість прикладів розрахунку найбільш розповсюджених електронних пристроїв, а також майже 1000 варіантів завдань для самостійної роботи студентів.

Оскільки дане видання орієнтоване на неспеціалістів власне з електроніки, то основна увага у ньому приділяється роз'ясненню принципів будови та функціонування електронних приладів та схемотехнічних прийомів, що застосовуються при створенні типових електронних пристроїв.

Метою викладання є знайомство тих, хто навчається, з фізичними основами, будовою та параметрами електронних напівпровідникових приладів, набуття ними навичок побудови і аналізу схем електронних пристроїв, застосування таких пристроїв при вирішенні виробничих завдань.

Наслідком навчання повинно бути вміння грамотно формулювати технічні завдання на розробку електронних пристроїв для вирішення конкретних завдань за фахом та забезпечувати заявки на сучасне електронне устаткування, вміння експлуатувати електронне технологічне устаткування та проектувати найпростіші електронні пристрої.

Автори висловлюють глибоку вдячність рецензентам цього підручника проф. д.т.н. Батигіну Ю.В., проф. д.т.н. Жемерову Г.Г. та проф. д.т.н. Кононову Б.Г. за критичні зауваження та цінні пропозиції.

Автори підручника:

Сосков Анатолій Георгійович, професор, доктор технічних наук, завідувач кафедри теоретичної і загальної електротехніки Харківського національного університету міського господарства імені О.М. Бекетова.

Колонтасвський Юрій Павлович, доцент, кандидат технічних наук, доцент кафедри теоретичної і загальної електротехніки Харківського національного університету міського господарства імені О.М. Бекетова.

ВСТУП

Електроніка – це галузь науки і техніки, що вивчає:

- фізичні явища, пов'язані зі зміною концентрації і переміщенням заряджених часток у вакуумі, газі та твердих тілах;
- електричні характеристики та параметри електронновакуумних, іонних та напівпровідникових приладів;
- властивості пристроїв і систем, у яких застосовуються електронновакуумні, іонні та напівпровідникові прилади.

Перший з цих напрямів складає основу фізичної електроніки, другий і третій – технічної електроніки.

У свою чергу, технічна електроніка має чотири головних напрямки: радіоелектроніка, промислова електроніка, ядерна та біологічна електроніка.

- Радіоелектроніка пов'язана з радіотехнікою, бо є основою радіозв'язку, телебачення, радіолокації, радіоуправління, радіонавігації, радіоастрономії.

- **Промислова електроніка** пов'язана із застосуванням електронних пристроїв у різних галузях промисловості і обслуговує ці галузі пристроями контролю, керування, вимірювання, перетворювання електричної енергії, а також технологічним обладнанням.

- Ядерна електроніка пов'язана з процесами отримання, вивчення та використання елементарних часток.

- Біологічна електроніка охоплює використання електронних пристроїв у біологічних дослідженнях, особливо в медицині (медична електроніка).

Специфіка окремих галузей технічної електроніки полягає у особливостях використання електронних пристроїв, їхніх схем та технічних характеристик. Так, наприклад, схеми й характеристики випрямлячів у потужних енергетичних установках відрізняються від схем та характеристик випрямлячів радіотехнічних пристроїв.

Слід зазначити, що в наш час прогрес практично в усіх галузях науки і техніки багато у чому зумовлений успіхами електроніки. Тому знання основ технічної електроніки необхідні інженерам будь-якої спеціальності.

Особливо важливо уявляти можливості сучасної електроніки для вирішення наукових та технічних завдань у тій чи іншій галузі. Багато

задач керування, вимірювання, інтенсифікації технологічних процесів, що виникають у різних галузях техніки, можуть бути успішно вирішені спеціалістами, знайомими з основами електроніки.

Промислова електроніка, якою ми будемо займатися надалі, має три складові: інформаційна електроніка, енергетична електроніка, електронна технологія.

- **Інформаційна електроніка** складає основу електронно-обчислювальної та інформаційно-вимірювальної техніки, а також пристроїв автоматики. До неї належать електронні пристрої одержання, опрацювання та зберігання інформації, пристрої керування різними об'єктами та технологічними установками: пристрої, що оброблюють інформацію, представлену у вигляді електричних сигналів (неперервних або дискретних).

- **Енергетична електроніка** пов'язана з питаннями перетворення електричної енергії та пристроями і системами перетворення електричної енергії середньої і великої потужності. Сюди належать перетворювачі змінного струму в постійний (випрямлячі), постійного струму в змінний (інвертори), перетворювачі частоти, регулятори і т. п.

- **Електронна технологія** забезпечує використання електронних пристроїв у технологічних цілях. Це, наприклад, застосування високо-частотного генератора для сушіння деревини, нагріву, плавлення та зварювання металів, приготування їжі (НВЧ-піч) тощо.

Розвиток сучасної промислової електроніки нерозривно пов'язаний з досягненнями **мікроелектроніки**, яка, в свою чергу, базується на інтегральній технології. Остання дозволила отримувати вузли електронних пристроїв, перш за все інформаційної електроніки, в мікровиконанні – у вигляді інтегральних мікросхем.

Питаннями побудови електронних пристроїв на інтегральних мікросхемах займається **мікросхемотехніка**.

Дисципліна «Промислова електроніка» орієнтована на засвоєння знань зі застосування електронних пристроїв у різних галузях промисловості за їхньої побудови переважно на інтегральних мікросхемах.

Вона тісно пов'язана з електротехнічними дисциплінами, що вивчаються Вами у вузі, і базується на курсах вищої математики, фізики, теоретичних основ електротехніки, електричних вимірювань.

У свою чергу, ця дисципліна є базисом для вивчення основ обчислювальної техніки, автоматики, перетворювальної техніки, автоматизованого електроприводу та інших спеціальних дисциплін

Якщо подивитись на історію розвитку електроніки, то, насамперед, зазначимо, що успіхи, досягнуті електронікою, історично значною мірою пов'язані з розвитком радіотехніки. Обидві ці галузі техніки розвивалися у тісному взаємозв'язку. Електронновакуумні та напівпровідникові електронні прилади є основними елементами радіотехнічних пристроїв і визначають найважливіші показники радіоапаратури. З іншого боку, необхідність вирішення багатьох проблем радіотехніки ставила перед електронікою ряд завдань, вирішення яких сприяло винаходу нових та удосконаленню існуючих електронновакуумних та напівпровідникових приладів, схемотехнічних рішень.

Електронні пристрої широко використовуються у радіозв'язку, телебаченні, запису та відтворенні звуку, радіолокації та інших галузях радіоелектроніки. У той же час без них неможливо уявити сучасне обладнання або виробу в автоматичній і телемеханіці, провідному зв'язку, атомній та ракетній техніці, астрономії, метрології, машинобудуванні, вимірювальній техніці, в медицині і т. ін.

Прогрес електроніки сприяв виникненню та розвитку кібернетики - науки, що займається питаннями управління та зв'язку в машинах і живих організмах. Він забезпечив створення швидкодіючих обчислювальних машин, без широкого застосування яких неможливе використання космосу за допомогою штучних супутників землі, ракет, космічних кораблів та автоматичних міжпланетних станцій.

Електроніка стала могутнім засобом автоматизації та контролю виробничих процесів. Виключно велику роль відіграє вона при створенні роботизованих комплексів, що сприяють зменшенню використання ручної праці у виробництві та підвищенню якості продукції, що випускається.

Таким чином, тенденція розвитку техніки сьогодні така, що частка електронних вузлів у інформаційних пристроях автоматички безперервно зростає. Цьому значною мірою сприяло широке впровадження інтегральної технології, що дала змогу на одному кристалику напівпровідника малої площі (тисячні частки – декілька квадратних міліметрів) виготовляти складні функціональні вузли різного призначення.

В останні роки освоєно випуск **великих інтегральних мікросхем (ВІМС)**. Кількість елементів кожної ВІМС коливається від десятків одиниць до сотень тисяч і сягає кількох мільярдів у надвеликих мікросхемах.

Типові функціональні мікровузли дозволяють зібрати потрібний

електронний блок без детального розрахунку окремих каскадів. І лише в тому випадку, коли типові інтегральні схеми не дозволяють вирішити якогось конкретного завдання, до них додаються вузли на дискретних елементах, що потребує проведення відповідних розрахунків.

Значно підвищився інтерес до оптоелектроніки, де, крім електричних сигналів, використовуються і світлові. Тепер багато пристроїв, створення яких за допомогою засобів чистої електроніки викликає значні труднощі, відносно просто можуть бути реалізовані за допомогою засобів оптоелектроніки.

Стисло розглянемо історію електроніки.

Фундамент для виникнення і розвитку електроніки було закладено працями фізиків у XVIII - XIX ст.

Перші у світі дослідження електричних розрядів у повітрі були здійснені Бенджаменом Франкліном у 1747-1753 роках (саме тим Франкліном, який у 1754 році запропонував план об'єднання англійських колоній у Північній Америці, що на його основі пізніше було утворено державу США, а у 1775 році брав участь у написанні Декларації незалежності і тепер зображений на стодоларовій банкноті США). Це він дав назви: «батарея», «конденсатор», «провідник», «заряд», «розряд»; довів електричну природу блискавки; створив теорію статичної електрики, єдиним недоліком якої на наш час є лише те, що носії заряду у ній мають позитивний заряд; винайшов блискавковідвід, вперше встановлений у 1760 році у місті Філадельфія.

Подібні дослідження здійснили також російські академіки М.В. Ломоносов і Г.В. Ріхман (один з перших, коли не перший, хто перетворив електрику на точну науку, створивши перший у світі електричний вимірювальний прилад – електрометр для вимірювання статичної електрики).

Важливою подією було відкриття електричної дуги академіком В.В. Петровим у 1802 році. Дослідження проходження електричного струму в розріджених газах проводили у минулому столітті в Англії – Крукс, Д. Томсон, Тоунсенд, Астон, а також у Німеччини – Гейслер, Гітторф, Плюккер та інші вчені.

Одним з найперших електронних приладів можна вважати фоторезистор із селену, винайдений в США У. Смітом в 1873 році. Тоді ж А.Н. Лодигін винайшов перший у світі електровакуумний прилад – лампу розжарювання. Дещо пізніше, таку ж лампу створив і удосконалив відомий американський винахідник Едісон. Електрична дуга була

вперше використана для освітлення Б.С. Якобі у 1846 році.

У 1874 році німецький вчений К.Ф. Браун відкрив ефект односторонньої провідності контакту метал - напівпровідник (селен).

Виходячи з теорії електромагнітного поля Дж. К. Максвела, що була теоретичним обґрунтуванням і тріумфом ідей та дослідів Майкла Фарадея, який на основі електродинаміки Андре-Марі Ампера відкрив явище електромагнітної індукції, Генріх Герц у 1886 році відкрив електромагнітні хвилі.

У 1887 році також Герц відкрив фотоелектричний ефект, а дослідження цього явища, що їх проводив із 1888 року, А.Г. Столетов (він відкрив основні закони фотоэффекту), поклали початок розвитку фотоелектронних приладів.

Термоелектронну емісію (одну з основ електронно-вакуумних приладів) було відкрито у 1884 році Едісоном, але сам він, нічого не знаючи про електрон, який був відкритий Дж. Дж. Томсоном лише 1897 року, не міг пояснити це явище. Детальні дослідження термоелектронної емісії провів у 1901 році Річардсон.

1895 року уперше здійснено дальній безпроводний зв'язок А.С. Поповим, а роком пізніше – італійцем Дж. Марконі (щоправда, суперечка за першість у цьому продовжується до цього часу).

Використання електронних приладів у радіотехніці розпочалось з того, що в 1904 році англійський вчений Дж. А. Флемінг застосував двоелектродну лампу-діод із розжареним катодом, раніше винайдену Едісоном (але він не знайшов для неї практичного застосування), для випрямлення (детектування) високочастотних коливань у радіоприймачі.

Важливим винаходом було створення у 1905 році Хелом у США газонаповненого діода – газотрона.

У 1906 році американський інженер Л. де Форест ввів у лампу керуючу сітку, тобто створив перший триод. Майже одночасно те ж саме здійснив Лібен у Німеччині.

У 1907 році професор Петербурзького технологічного інституту Б.Л. Розінг запропонував використання електронно-променевої трубки для приймання телевізійних зображень і у наступні роки здійснив експериментальне підтвердження своїх ідей. Це надає нам право визнавати Б.Л. Розінга одним з основоположників сучасного телебачення.

У 1913 році німецький вчений Мейснер застосував триод для генерування електричних коливань.

У Росії перші тріоди для приймання радіосигналів виготовили у 1914-1916 роках незалежно один від одного Н.Д. Папалексі і М.А. Бонч-Бруєвич.

У 1918 році була створена Нижньогородська радіолабораторія, в якій під керівництвом М.А. Бонч-Бруєвича розроблялись потужні генераторні й малопотужні лампи. Активну участь у цих роботах брали Б.А. Остроумов, А.М. Кугушев, А.А. Нікітін, А.А. Остряков та багато інших вчених.

У 1918-1919 роках Бонч-Бруєвич опублікував теорію тріода, що мала велике значення для розрахунків та проектування електронних ламп (подібні праці в той же час незалежно опублікував німецький вчений Баркгаузен).

Поряд з вакуумними електронними лампами у Нижньогородській радіолабораторії під керівництвом В.П. Вологдіна були створені потужні ртутні випрямлячі.

У 1922 році співробітник Нижньогородської радіолабораторії Лосєв відкрив можливість генерування і підсилення електричних коливань за допомогою напівпровідникового детектора. На жаль, це відкриття не отримало тоді належного розвитку.

У 1921 році Хелл запропонував магнітрон, а у 1930 – пентод, що став однією з найбільш розповсюджених ламп. Тоді ж Л.А. Кубецький винайшов фотоелектронні помножувачі (аналогічні прилади у США винайшов Фарнсворт).

Перші успішні експерименти із телевізійними передавальними електронними трубками (до речі, за глибокої несхвали прибічників електромеханічного телебачення) проводив Б.П. Грабовський – син відомого українського письменника П.А. Грабовського: у 1928 році в Ташкенті вперше передано й прийнято рухоме зображення за допомогою повністю електронних засобів.

У 30-х роках подібними експериментами з передавальними трубками також займались А.П. Константинов, С.І Катаєв, П.В. Шмаров, П.В. Тимофєєв.

До речі, телевізор, виконаний на основі електромеханічної системи передачі зображення, широко загалу вперше продемонстрував шотландський винахідник Джон Берд 27 січня 1926 року. В СРСР перша експериментальна телепередача відбулася у квітні 1931 року у Москві. А перші регулярні телепередачі розпочато у 1934 році в Німеччині.

Перший селеновий випрямляч виготовив німецький вчений Прессер

у 1932 році.

Першу електронну обчислювальну машину (на лампах-триодах) було створено у США у 1946 році.

Але всі ці епохальні відкриття та успіхи можна вважати лише попередніми кроками у створенні теорії електроніки, електронних приладів та схмотехнічних прийомів, оскільки справжня революція в електроніці розпочалася у 1948 році – після винайдення американськими вченими, співробітниками Bell Laboratories Д. Бардіним, У. Браттейном і У. Шеклі транзистора.

Більше того, дехто вважає, що розвиток електроніки власне тільки з цього й розпочався! І таке твердження не позбавлене сенсу з огляду на те, якими темпами почали розвиватися електронні технологія, прилади, схмотехніка. Досить звернути увагу на те, що після недовготривалого періоду існування пристроїв на дискретних транзисторах вже у 1965 році Відлар (фірма Fairchild, США) запропонував операційний підсилювач в інтегральному виконанні, а в 1971 році з'явився перший мікропроцесор (фірма Intel, США).

Поєднання інтегральних аналогових та цифрових пристроїв у сукупності з комп'ютерними технологіями (на основі мікропроцесорів) відкрило подальші найширші перспективи у розвитку і застосуванні електроніки.

Успіхи енергетичної електроніки пов'язані з розвитком силових напівпровідникових електронних приладів. Це – створення силового діоду (10 А, 200 В) у 1954 році, винахід у 1956 році тиристора, а далі СІТ-і IGBT-транзисторів та двоопераційних тиристорів у середині 70-х років.

Розвиток високих технологій в області силової електроніки призвів у кінці 1980-х рр. до створення нової елементної бази, що отримала назву «розумні силові інтегральні схеми» (англ. Smart Power Integrated Circuits) або «інтелектуальні силові інтегральні схеми» (ICIC). За сутністю ICIC є електронними модулями, що об'єднують в одному кристалі (або корпусі) як силові електронні компоненти, наприклад, силові транзистори, так і схеми керування, захисту, діагностики стану модуля, а також різні інтерфейси.

Сучасний стан елементної бази промислової електроніки та тенденції її розвитку розглянуто у другому розділі підручника.

Бажаємо Вам успіху у вивченні дисципліни!

РОЗДІЛ 1

ФІЗИЧНІ ОСНОВИ РОБОТИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

1.1. Напівпровідники. Загальні відомості

Перед тим, як приступити до розгляду теми, задамося питанням: чому мова далі піде саме про напівпровідники? А це тому, що, як видно з опису розвитку електроніки, в наш час найбільші успіхи в цій галузі пов'язані із застосуванням пристроїв, виконаних на напівпровідникових приладах.

Напівпровідники (НП) належать до класу речовин, що мають тверду кристалічну структуру і за провідністю ($10^4 - 10^{-10}$ Сим/см) займають проміжне місце між провідниками ($10^4 - 10^6$ Сим/см) та діелектриками (10^{-10} Сим/см та менше).

При виготовленні НП приладів частіше використовують кремній (Si – має робочу температуру до 140 °C), германій (Ge – найбільша робоча температура 75 °C), арсенід галію (GaAs – працює при температурах до 350 - 400 °C). У наш час починає використовуватися новий НП матеріал – карбід кремнію (SiC – працює при температурі вище за 600 °C), якому прогнозують широке використання.

До НП також відносять селен, телур, деякі окисли, карбіди та сульфіди.

НП мають такі властивості:

- 1) негативний температурний коефіцієнт опору – із збільшенням температури їхній опір зменшується (у провідників – зростає);
- 2) додавання домішок призводить до зниження питомого опору (у провідників – до збільшення);
- 3) на електричну провідність НП впливають радіація, електромагнітне випромінювання.

Процеси електропровідності НП і діелектриків подібні але суттєво відрізняються від електропровідності провідників.

Зазначимо, що електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома речовини, мають назву валентних. Вони найслабкіше зв'язані з ядром і визначають фізичні та хімічні властивості речовини.

У провідників електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома, слабо зв'язані з ядром і тому досить легко покидають свої атоми, після чого хаотично переміщуються у матеріалі – стають вільними. Якщо до провідника прикласти зовнішнє електричне поле, виникне впорядкований рух електронів – електричний струм.

У НП усі валентні електрони міцно зчеплені з вузлами кристалічної

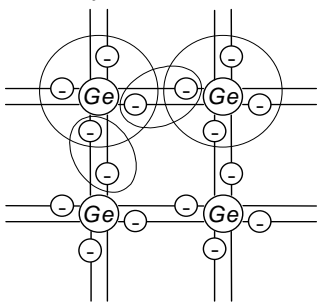


Рис. 1.1 – Кристалічна ґратка германію

ґратки завдяки так званому ковалентному зв'язку, про який Ви знаєте з хімії. Доки цей зв'язок існує, електрони не можуть переносити електричний заряд у матеріалі.

Механізм електропровідності НП розглянемо на прикладі кристалічних ґраток германію, що є елементом IV групи періодичної системи Менделєєва. Ґратка у вигляді плоскісної структури зображена на рис. 1.1.

Атоми германію розміщені у вузлах кристалічної ґратки, їх зв'язок з іншими атомами здійснюється за допомогою чотирьох валентних електронів. Подвійні лінії між вузлами вказують на ковалентний характер зв'язку, тобто кожна пара валентних електронів належить водночас двом сусіднім атомам. При температурі абсолютного нуля і за відсутності опромінення у НП відсутні рухомі носії і його електричний опір великий (нескінченний).

За звичайних умов, внаслідок дії на речовину теплової енергії, деякі з валентних електронів розривають ковалентні зв'язки – відбувається процес **генерації пар носіїв: електронів і дірок**. При цьому дірка – вакантне місце у ковалентному зв'язку – має позитивний заряд, що їй приписується умовно.

Якщо тепер помістити НП в електричне поле, виникне спрямований рух зарядів – електричний струм. На відміну від провідників струм в НП забезпечується носіями двох зарядів – позитивного \oplus (дірки) та негативного \ominus (електрони).

Провідність чистого НП має назву власної, сам же НП відносять до *i*-типу (*intrinsic* – власний). Власна провідність звичайно незначна. Значно більшу провідність мають НП з домішками, до того ж її характер залежить від виду домішок.

Розглянемо приклад, коли у розплав чистого германію додається домішка п'ятивалентного елемента (V група таблиці Менделєєва), наприклад, арсену (As), як показано на рис. 1.2.

При застиганні у деяких вузлах кристалічної ґратки германію його атоми заміщуються атомами домішки. При цьому чотири валентних електрони домішки створюють систему ковалентних зв'язків із чотирма валентними електронами германію, а п'ятий електрон домішки виявляється надлишковим – вільним. Вільні електрони залишаються у вузлах кристалічної ґратки нерухомі позитивно заряджені іони, що створюють у кристалі позитивний електричний заряд.

Домішка, що віддає вільні електрони, називається донорною. НП з переважною кількістю вільних електронів має назву **НП з електроною провідністю**, або **НП *n*-типу** (*negativ*).

Розглянемо введення у германій домішки з трьома валентними електронами (III група таблиці Менделєєва), наприклад, індію (In), як це показано на рис. 1.3.

Для утворення ковалентного зв'язку між атомами Ge та In одного електрона не вистачає. При дії теплоти навколишнього середовища електрони з верхнього рівня валентної зони переміщуються на рівень домішки, створюючи зв'язки, яких не вистачає, завдяки чому у валентній зоні утворюються рухомі дірки, а атоми домішки перетворюються у негативні іони. Така домішка називається акцепторною, а НП з переважною кількістю дірок – **НП з дірковою провідністю**, або ***p*-типу** (*positiv*).

Переважаючи у НП рухомі **носії заряду** мають назву **основних**, решта – **неосновних**.

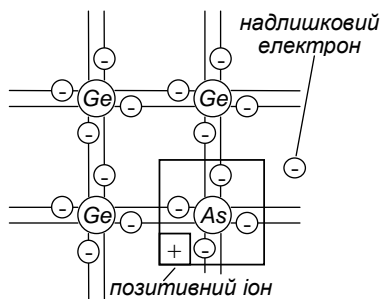


Рис. 1.2 – Кристалічна ґратка германію з донорною домішкою

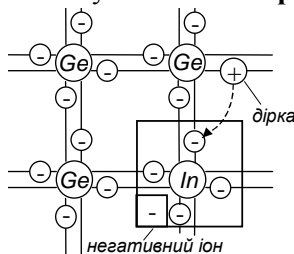


Рис. 1.3 – Кристалічна ґратка германію з акцепторною домішкою

1.2. Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу (p - n переходу)

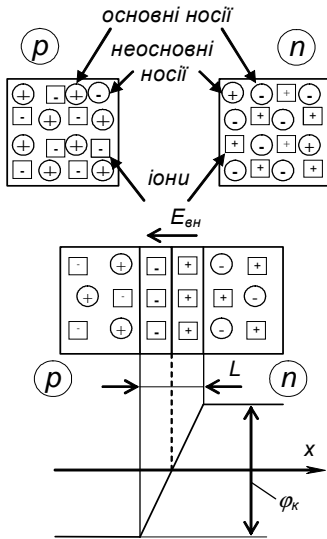


Рис. 1.4 – Утворення на межі між шарами p - та n -типу p - n переходу з потенціальним бар'єром ϕ_k

цього у приконтактній зоні НП p -типу (завдяки іонам акцепторної домішки \square^-) з'являється негативний заряд, а у приконтактній зоні n -типу (завдяки іонам донорної домішки \square^+) – позитивний заряд. Між цими зарядами виникає внутрішнє електричне поле з напруженістю $E_{вн}$, яке гальмує рух основних носіїв зарядів. З іншого боку, це поле виявляється прискорюючим для неосновних рухомих носіїв зарядів (теплових), внаслідок чого через межу між НП виникає дрейфова складова струму $i_{др}$, протилежна дифузійній складовій $i_{диф}$, зумовленій рухом основних носіїв зарядів (внаслідок протікання $i_{диф}$ відбувається рекомбінація рухомих основних носіїв зарядів).

У сталому становищі

$$i_{диф} + i_{др} = 0. \quad (1.1)$$

Ця рівновага настає за певної контактної різниці потенціалів, що

p - n переходом називається вузька зона на межі між шарами НП p - і n -типу, як зображено на рис. 1.4.

Фізичні процеси, що відбуваються у p - n переході, визначають параметри та характеристики більшості НП приладів.

Допустимо, що концентрація основних носіїв у обох шарах НП однакова. При об'єднанні двох НП виникає взаємна дифузія (яку можна вважати за дифузійний струм $i_{диф}$) електронів із n -шару у p -шар (вони заповнюють вільні ковалентні зв'язки), а дірок у протилежному напрямку. При цьому у вузькій зоні на межі двох НП відбувається об'єднання (**рекомбінація**) електронів з дірками та навпаки, тобто у цій зоні рухомі носії взаємно знищуються. Внаслідок

визначається об'ємним зарядом і називається **потенціальним бар'єром** ϕ_k .

Значення ϕ_k залежить від матеріалу НП і його температури. Для германію $\phi_k = (0,4 - 0,6)$ В, для кремнію $\phi_k = (0,6 - 0,8)$ В.

Зона об'ємного заряду – це й є **електронно-дірковий перехід (*p-n* перехід)**. Ширина його, позначена як L , вимірюється десятками мікронів. Оскільки у *p-n* переході відсутні рухомі носії зарядів (він заповнений нерухомими іонами), то його електричний опір дуже великий.

Розглянемо поведінку *p-n* переходу при підключенні до нього зовнішньої напруги. Можливе пряме або зворотне вмикання.

При **зворотному вмиканні**, як показано на рис. 1.5, до *p-n* переходу прикладається зовнішня напруга U_{zn} , внаслідок чого до його внутрішнього електричного поля додається зовнішнє електричне поле з напруженістю E_{zn} . У результаті поле в *p-n* переході зростає і його напруженість дорівнює

$$E_{рез} = E_{вн} + E_{zn}. \quad (1.2)$$

Оскільки електричний опір *p-n* переходу дуже великий, то майже вся напруга U_{zn} прикладається до нього.

Отже, різниця потенціалів на переході становить

$$\phi_{рез} = \phi_k + U_{zn}, \quad (1.3)$$

де $\phi_{рез}$ – результуюча різниця потенціалів.

Запірні властивості переходу при цьому зростають і дифузійна складова струму $i_{диф}$ зменшується, а дрейфова $i_{др}$ не змінюється (бо залежить лише від ступеня нагріву речовини). Через перехід протікає зворотний струм

$$i_{зв} = i_{др} - i_{диф}. \quad (1.4)$$

Оскільки $i_{диф} \rightarrow 0$, то зворотний струм визначається концентрацією неосновних носіїв зарядів і є незначним.

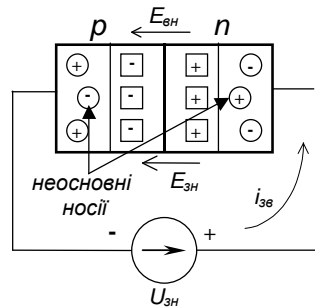


Рис. 1.5 – Зворотне вмикання *p-n* переходу

При **прямому вмиканні**, як показано на рис. 1.6, за зазначеною полярністю зовнішньої напруги, зовнішнє електричне поле спрямоване назустріч внутрішньому, і результуюча напруженість зменшується

$$E_{рез} = E_{вн} - E_{зн} \quad (1.5)$$

При цьому $i_{оиф}$ зростає, а $i_{др}$ зменшується. Різниця потенціалів становить

$$\Phi_{рез} = \Phi_{к} - U_{зн} \quad (1.6)$$

У цьому випадку через перехід тече **прямий струм**

$$i_{np} = i_{оиф} - i_{др} \quad (1.7)$$

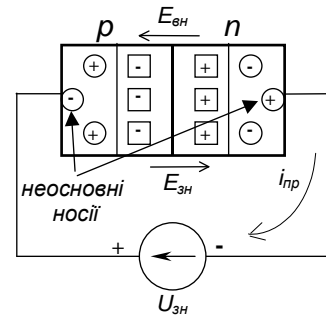


Рис. 1.6 – Пряме вмикання p - n переходу

Він зумовлюється дифузійною складовою струму, тобто залежить від концентрації основних рухомих носіїв зарядів, і є великим.

Оскільки у p - n переходу явно виражені нелінійні властивості, то залежність струму, що через нього протікає, від прикладеної напруги ілюструють за допомогою **вольт-амперної характеристики (ВАХ)**.

Теоретична ВАХ p - n переходу показана на рис. 1.7. Вона має пряму (1) та зворотну (2, 3) гілки.

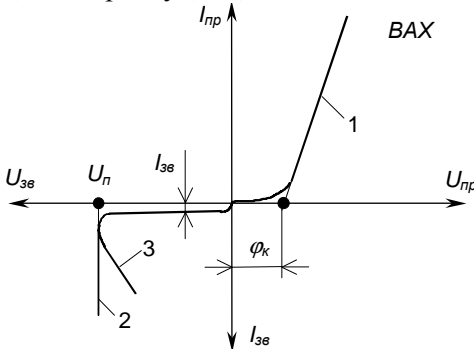


Рис. 1.7 – Теоретична ВАХ p - n переходу

Якщо напруга прямого вмикання $U_{np} < \Phi_{к}$, через перехід, опір якого великий, тече малий струм. Як тільки із збільшенням U_{np} останнє досягне значення $U_{np} = \Phi_{к}$, запірні властивості p - n переходу зникають і струм через перехід визначається лише провідністю p - і n - шарів.

Таким чином, p - n перехід має **вентильні властивості** (від німецького слова *ventil* –

клапан), тобто при прямому вмиканні його опір малий, а при зворотному – значний.

При зростанні від нуля зворотної напруги $U_{3в}$, швидкість руху неосновних носіїв через перехід зростає. При $U_{3в} = U_{п}$ швидкість рухомих носіїв така, що їх енергії вистачає для виникнення в матеріалі ударної іонізації - вибивання додаткових носіїв заряду. Внаслідок цього відбу-

вається лавиноподібне зростання зворотного струму. Це явище називається **електричним пробоем p - n переходу**, а U_n – напругою пробоею. Якщо при цьому p - n перехід ефективно охолоджується, різке зростання потужності, що в ньому виділяється ($U_{зв} I_{зв}$), не призводить до суттєвих змін температури структури і електричний пробій протікає при незмінній напрузі. Це явище має зворотний характер. Тобто, при зниженні $U_{зв}$ запірні властивості p - n переходу відновлюються (гілка 2 ВАХ).

Явище електричного пробоею використовується, наприклад, при створенні такого НП приладу, як стабілітрон.

При неефективному тепловідведенні, температура структури зростає (кількість рухомих носіїв при цьому збільшується за рахунок теплової генерації), доки електричний пробій не переходить у **тепловий**, коли матеріал розплавляється і p - n перехід руйнується. Тепловий пробій, зрозуміло, незворотний (гілка 3 ВАХ).

Отже, p - n перехід – це явище, що виникає на межі двох НП різного типу провідності і характеризується відсутністю у прилеглий до цієї межі зоні вільних носіїв заряду, через що її опір нескінченний. Тому p - n перехід ще називають запірним шаром.

Насамкінець, зазначимо властивості p - n переходу, що (в основному) використовуються при побудові електронних НП приладів:

- 1) одностороння провідність (вентильні властивості);
- 2) дуже великий опір зони p - n переходу, як зони, де немає вільних носіїв заряду (запірні властивості);
- 3) зміна ширини p - n переходу зі зміною значення зворотної напруги (як результат – зміна ємності p - n переходу);
- 4) стабільність напруги на p - n переході в режимі електричного пробоею;
- 5) наявність неосновних носіїв (що виникають внаслідок теплової генерації) в шарах p - і n -типу.

? Контрольні запитання

1. Поясніть, що таке напівпровідники (чисті і домішкові).
2. Що таке p - n перехід?
3. Що таке пряме і зворотне вмикання p - n переходу? Поясніть поведінку p - n переходу при прямому і зворотному вмиканні.
4. Що таке ВАХ і який вигляд вона має у p - n переходу?
5. Вкажіть властивості p - n переходу, які використовують при побудові напівпровідникових електронних приладів?

РОЗДІЛ 2

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ ТА ЇХ СТИСЛА ХАРАКТЕРИСТИКА

2.1. Класифікація напівпровідникових приладів

НП прилади поділяються на такі групи:

- 1) НП резистори;
- 2) НП діоди;
- 3) біполярні транзистори;
- 4) уніполярні (польові) транзистори;
- 5) тиристори.
- 6) силові напівпровідникові модулі;
- 7) інтегральні мікросхеми.

Останні дві групи є інтегрованими НП приладами.

2.2. Напівпровідникові резистори

НП резистори мають два вихідних електроди. Вони поділяються на лінійні та нелінійні.

У **лінійних** резисторів питомий електричний опір не залежить від прикладеної напруги. Їхнє умовне позначення наведено на рис. 2.1,а. Вони виготовляються на основі НП *p*- або *n*-типу і використовуються в інтегральних мікросхемах.

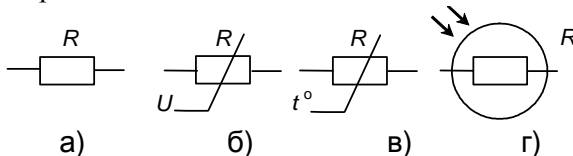


Рис. 2.1 – Умовні позначення лінійного резистора (а), варистора (б), терморезистора (в), фоторезистора (г)

Нелінійні резистори (варистори) – це такі НП резистори, у яких питомий опір залежить від прикладеної напруги. Їхнє умовне позначення наведено на рис. 2.1,б. Варистор має нелінійну симетричну ВАХ, яку показано на рис. 2.2.

Один з основних параметрів варистора – коефіцієнт нелінійності λ , який визначається відношенням статичного опору R_{cm} до його динамічного опору R_d :

$$\lambda = \frac{R_{cm}}{R_d} = \frac{U}{I} : \frac{dU}{dI} = const, \quad (2.1)$$

де U, I – напруга на варисторі та струм через нього.

Зазвичай, $\lambda = 2 \div 6$.

Варистори використовують як обмежувачі напруги для захисту НП приладів від короткочасних перенапруг.

Також існують НП резистори, опір яких різко залежить від температури навколишнього середовища. Це – **терморезистори**. Їхнє умовне позначення наведено на рис. 2.1,в.

Терморезистори поділяються на **термістори**, у яких із зростанням температури опір зменшується, та **позистори**, у яких із зростанням температури опір зростає (виконуються на основі сегнетоелектриків).

Залежність опору терморезистора від температури визначається експоненціальним законом:

$$R_m = ke^{\beta/T}, \quad (2.2)$$

де k, β – коефіцієнти, залежні від конструктивних розмірів та концентрації домішок у НП відповідно;

T – абсолютна температура.

Терморезистори (термістори, позистори) використовуються як датчики температури у системах регулювання температури, теплового захисту, протипожежної сигналізації, для термостабілізації режимів роботи електронних пристроїв.

Потужні позистори дозволяють забезпечувати захист електрообладнання від струмів перевантаження (замість теплових реле).

У **фоторезисторів** (рис. 2.1, г) опір залежить від ступеню освітлення. Їх, в основному, застосовують у пристроях автоматики.

Рідше у якості датчиків використовуються **тензорезистори** та **магніторезистори**, опір яких залежить від механічної деформації та напруженості магнітного поля відповідно.

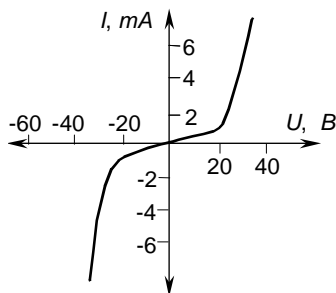


Рис. 2.2 – ВАХ варистора

2.3. Напівпровідникові діоди

2.3.1. Принцип дії, будова. Статичні характеристики

Напівпровідникові діоди – це НП прилади, виготовлені на основі двошарових НП структур і які використовують властивості p - n переходу.

Широко розповсюджені **випрямні** діоди, дія яких базується на використанні вентильних властивостей p - n переходу.

Структура та умовне позначення діода, його гідравлічна модель, а також ВАХ потужного випрямного діода наведені на рис. 2.3.

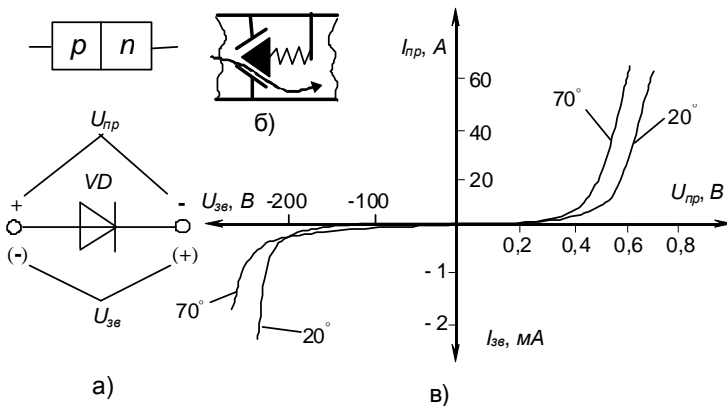


Рис. 2.3 – Структура та умовне позначення (а), гідравлічна модель (б) і ВАХ (в) випрямного діода

Гідравлічний пружинний клапан (вентиль) може бути наочною **гідравлічною моделлю діода**. Клапан має властивість пропускання струменю рідини лише в один бік у залежності від напрямку тиску.

Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму низької частоти.

Основними параметрами випрямних діодів є:

– середній прямий струм діода $I_{сер}$ (I_{FAV}) – максимально допустиме середнє значення струму через діод у прямому напрямку за визначених умов охолодження, у сучасних діодів $I_{сер} = (0,1 \div 10000)$ А;

– максимально допустимий прямий струм діода (імпульсний) $I_{пр\ max}$

(I_{FSM}), становить $(10 \div 50)I_{сер}$;

– пряме падіння напруги $U_{сер}$, тобто середнє значення напруги на діоді при граничному прямому струмі $I_{сер}$, для діодів з кремнію становить $(0,6 \div 1,0)$ В;

– максимально допустима зворотна напруга $U_{зв\ max}$ (U_{RRM}), що дорівнює максимально допустимому амплітудному значенню зворотної напруги, яке не призводить до виходу з ладу приладу за визначених умов охолодження, $U_{зв\ max} = (50 \div 10000)$ В.

Виготовляються випрямні діоди переважно з кремнію (у перспективі – з арсеніду галію, як більш термостійкого). Найпростіша схема випрямлення напруги змінного струму із застосуванням випрямного діода наведена на рис. 2.4. Тут діод є автоматичним ключем, замкнений або розімкнений стан якого визначається полярністю прикладеної до нього напруги.

У табл. 2.1 наведені основні параметри випрямних діодів середньої та великої потужності, а у табл. 2.2 основні параметри за тепловими характеристиками, причому останні є загальними для усіх типів НПІ ключів.

Діодами Шоттки називають діоди, у яких використовується не p - n перехід, а перехід між напівпровідником і металом (молібденом або алюмінієм). Перехід, аналогічний до p - n переходу, виникає тут, наприклад, для напівпровідника n -типу, за рахунок переміщення електронів із напівпровідника у метал. Іони донорної домішки створюють у приграничному шарі позитивний потенціал, через що виникає контактна різниця потенціалів. При подачі зовнішньої напруги такий перехід веде себе аналогічно p - n переходу. Але пряме падіння напруги на ньому значно менше, оскільки одним з матеріалів переходу є метал з малим опором.

За рахунок відсутності проникнення дірок з металу у напівпровідник швидкодія діодів Шоттки також значно вища, ніж у звичайних діодів, бо відсутнє розсмоктування носіїв у металі при зміні полярності зовнішньої напруги. Тому вони можуть працювати на частотах до десятків гігагерц.

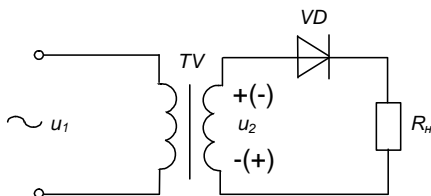


Рис. 2.4 – Найпростіша схема випрямлення напруги

Таблиця 2.1 – Основні параметри випрямних діодів

Параметр	Позначення у довідковій літературі	Змістове значення*
Пряме падіння напруги, В	V_F	Напруга на діоді у відкритому стані
Пробивна напруга, В	V_{BR}	Зворотна напруга, за якої відбувається пробій
Зворотна повторювана імпульсна напруга, В	V_{RRM}	Найбільше миттєве значення зворотної напруги, яке діод може витримувати при короткочасній повторюваній дії (на робочій частоті)
Порогова напруга, В	V_{T0}	Значення прямої напруги, що визначається точкою перетину лінії прямолінійної апроксимації прямої характеристики з віссю напруги
Диференціальний прямий опір (динамічний опір), мОм	r_T	Значення опору, що визначається за нахилом лінії прямолінійної апроксимації прямої характеристики
Максимальний прямий середній струм, А	I_{FAV}	Максимально допустиме середнє значення прямого струму, усереднене за періодом
Діючий прямий струм, А	I_{FRMS}	Діюче значення прямого струму за період
Ударний прямий струм, що не повторюється, А	I_{FSM}	Струм, при протіканні якого перевищується максимально допустима температура переходу, але який виникає одноразово в аварійних режимах і не призводить до виходу діоду з ладу
Захисний показник, $A^2 \cdot c$	$\int i^2 dt$	Значення інтегралу від квадрату струму в аварійному режимі (використовується для вибору запобіжника)
Зворотний струм, А	i_R	Струм у закритому стані
Час зворотного відновлення, мкс	t_{rr}	Час, починаючи з моменту переходу струму через нуль при вимиканні діода до закінчення процесу відновлення запірних властивостей
Заряд зворотного відновлення, Кл	Q_{rr}	Заряд, що віддається діодом при його вимиканні

*Змістове значення не є точним визначенням. Точне визначення параметрів є в національних та міжнародних стандартах на напівпровідникові прилади

Таблиця 2.2 – Основні параметри за тепловими характеристиками діода (загальні для усіх типів напівпровідникових ключів)

Параметр	Позначення у довідковій літературі	Змістове значення*
Ефективна еквівалентна температура переходу (температура структури), °C	T_j	Теоретична температура, що ґрунтується на спрощеній уяві про теплові та електричні властивості ключа
Температура корпусу, °C	T_c	Температура в даній конкретній точці на корпусі ключа
Температура оточуючого середовища, °C	T_a	Температура в даній зовнішній контрольній точці середовища, що охолоджує ключ
Тепловий опір перехід-середовище, °C/Вт	R_{thja}	Відношення різниці температури переходу та температури оточуючого середовища до потужності втрат у ключі в установленому режимі
Тепловий опір перехід-корпус, °C/Вт	R_{thjc}	Відношення різниці температури переходу та температури корпусу до потужності втрат у ключі в установленому режимі
Перехідний тепловий опір перехід-середовище, °C/Вт	$Z_{(th)ja}$	Відношення зміни різниці між температурою переходу та температурою оточуючого середовища наприкінці інтервалу часу до зміни стрибком потужності втрат, що викликала зміну температури, на початку того самого інтервалу часу
Перехідний тепловий опір перехід-корпус, °C/Вт	$Z_{(th)jc}$	Відношення зміни різниці між температурою переходу та температурою корпусу ключа наприкінці інтервалу часу до зміни стрибком потужності втрат, що викликала зміну температури, на початку того самого інтервалу часу

Завдяки меншій прямій напрузі (близька 0,3 В) к.к.д. приладу при пропусканні великих струмів (у силових вентилів) значно вищий, ніж у звичайних кремнієвих напівпровідникових діодів. Діоди Шоттки знаходять широке розповсюдження у пристроях інформаційної і силової електроніки.

НП діод, у якому напруга в зоні електричного пробою майже не залежить від струму, називається **стабілітроном**. Як постає з ВАХ, наведеної на рис. 2.5, у зоні пробою напруга на стабілітроне майже не залежить від струму через нього I_{cm} .

Стабілітрони використовують для стабілізації напруги. Щоб запобігти тепловому пробою, їхня конструкція забезпечує ефективне відведення тепла від кристалу.

Основними параметрами стабілітрону є:

- напруга стабілізації U_{cm} , що становить від 1 до 1000 В;
- динамічний опір на ділянці стабілізації (характеризує зміну значення напруги на приладі зі змінами струму крізь нього)

$$R_o = \frac{dU_{cm}}{dI_{cm}}, \quad (2.3)$$

що складає від одиниць до десятків Ом;

- мінімальний струм стабілізації $I_{cm \min}$ – мінімальний струм, при якому прилад гарантовано знаходиться в режимі стабілізації – складає одиниці міліампер;
- максимальний струм стабілізації $I_{cm \max}$ – максимально допустимий струм через прилад, досягає (0,02 ÷ 1,5) А.

Найпростіша схема стабілізації наведена на рис. 2.6.

Тунельний діод – це НП прилад, у якого специфічний тунельний ефект призводить до появи на ВАХ при прямій напрузі ділянки нега-

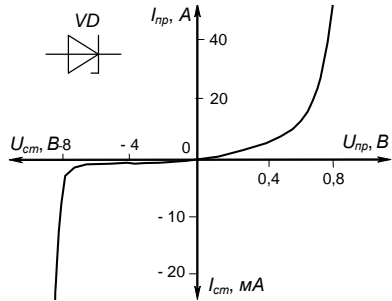


Рис. 2.5 – Умовне позначення та ВАХ стабілітрона

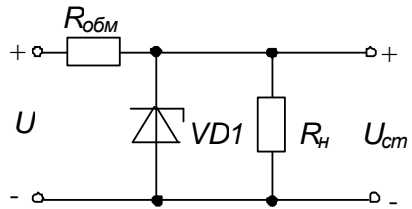


Рис.2.6 – Схема елементарного стабілізатора

тивної провідності – штрихова лінія на рис. 2.7 (там же наведено умовне позначення приладу). Як робоча використовується пряма гілка ВАХ.

Основними параметрами тунельного діода є:

- струм піку I_n , що складає $(0,1 \div 100)$ мА;
- відношення струму піку I_n до струму западини I_3 :

$$\frac{I_n}{I_3} = (5 \div 20).$$

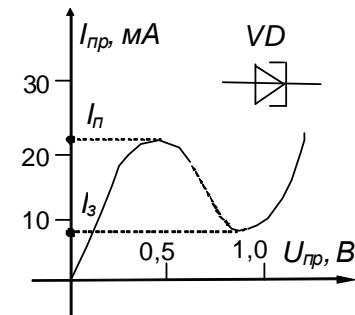


Рис.2.7 – Умовне позначення та ВАХ тунельного діода

Тунельні діоди – швидкодіючі НП прилади, що застосовуються в генераторах високочастотних коливань та швидкодіючих імпульсних перемикачах.

Високочастотні діоди призначені для роботи на частотах до сотень мегагерц, де особливе значення має інерційність діода, пов'язана з процесами накопичення зарядів у зоні $p-n$ переходу при відмиканні діода та розсмоктування зарядів при його замиканні (при утворенні $p-n$ переходу, як зони, вільної від рухомих носіїв заряду). Необхідно також враховувати власну ємність діода, як плоскісної структури (шари НП, розмежовані зоною $p-n$ переходу з великим опором, утворюють паразитний конденсатор). Все це призводить до того, що зі збільшенням частоти значення прямого і зворотного струмів через діод стають сумірними і він втрачає властивість односторонньої провідності.

Імпульсні діоди використовують як ключові елементи в імпульсних пристроях. Фактично, це є різновид високочастотних діодів, бо вони також мають малу інерційність, що забезпечує малу тривалість перехідних процесів при замиканні та розмиканні ключа. Кінцеве значення часу накопичення носіїв у зоні $p-n$ переходу при переході діода у провідний стан після подачі на нього прямої напруги – при замиканні ключа – призводить до того, що опір ключа від великого значення до малого змінюється не миттєво. Наслідком є затягування фронту імпульсу напруги на навантаженні. При наступній різкій подачі на діодний ключ зворотної напруги, за рахунок розсмоктування зарядів з зони $p-n$ переходу, змінюється лише напрямок протікання струму через діод. На

навантаженні маємо викид напруги зворотної полярності з амплітудою, що дорівнює амплітуді імпульсу. І тільки через деякий час – час відновлення запірних властивостей – струм спадає до нуля (вірніше – до значення теплового зворотного струму p - n переходу) і ключ розмикається.

Фотодіоди – фотоелектричні прилади з внутрішнім фотоефектом, який полягає в тому, що під дією світлової енергії відбувається іонізація атомів основної речовини та домішки. Як наслідок – струм при зворотному вмиканні зростає.

Світлодіоди – перетворюють енергію електричного поля в нетеплове оптичне випромінювання. При протіканні струму через діод з арсеніду галію рекомбінація носіїв заряду супроводжується не тільки виділенням тепла, як, наприклад, у кремнієвого діода, а ще й квантів світла.

Ці прилади струмові – для їхньої роботи необхідно задавати певне значення струму через прилад. Вони бувають червоного, зеленого, жовтого та синього свічення. Комбінація у одному приладі кристалів червоного, зеленого і синього свічення забезпечує отримання світлодіода білого свічення. Відомий світлодіод з зеленим і червоним кристалами, що за різного співвідношення струмів у них забезпечує зміну свічення від зеленого через жовтий і жовтогарячий до червоного, може бути використаний, наприклад, як індикатор налаштування радіоприймача.

Раніше світлодіоди використовували в основному як крапкові індикаторні елементи. Останнім часом з'явилися потужні прилади. За розмірів з сірниковою головку вони мають потужність до 5 Вт за струму до 1,5 А при прямій напрузі від 2,8 до 12 В та інтенсивності випромінювання до 200 лм. При цьому за ефективністю вони приблизно у п'ять разів перевищують лампи розжарювання та галогенні лампи. Для потужних кольорових світлодіодів цей показник більш ніж у десять разів вищий, оскільки немає потреби у світлофільтрах. З удосконаленням технології поліпшується кольоропередача, особливо у світлодіодів білого свічення.

Потужні світлодіоди застосовують в ліхтарях, світильниках, автомобільних фарах, світлофорах, пристроях підсвічування фасадів споруд, пам'ятників, фонтанів та рекламних щитів.

Звичайно ж, строк служби у світлодіодів у десятки разів довший, ніж у ламп розжарювання.

У **варикапа** при змінах значення зворотної напруги змінюється ємність, завдяки чому він може застосовуватися, наприклад, для автоматичного налаштування контурів радіоприймача або телевізора на потрібну станцію чи канал.

Умовні позначення фото-, світлодіода та варикапа наведені на рис. 2.8.

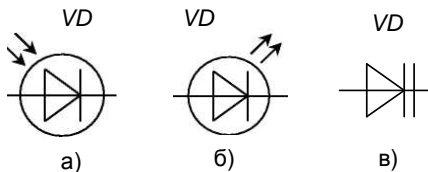


Рис. 2.8 – Умовні позначення фотодіода (а) світлодіода (б), варикапа (в)

2.3.2. Динамічний режим роботи випрямних діодів

Динамічним режимом роботи будь якого НП ключа називається режим, при якому ключ переходить з одного стану до іншого (з увімкненого до вимкненого чи навпаки). При аналізі електричних кіл, що містять НП ключі, слід розрізняти позначення часу для динамічних та статичних режимів. У статичних (усталених) режимах час $t_{ем}$ та $t_{вим}$ відповідають часу, коли ключ знаходиться в увімкненому та вимкненому стані. У динамічних (перехідних) режимах час $t_{ем}^n$ та $t_{вим}^n$ відповідають часу переходу з вимкненого стану в увімкнений стан та навпаки.

Реальні динамічні процеси в діодах мають особливості, які слід враховувати при роботі на високих швидкостях зростання чи спаду струму в їхньому колі. Тому розглянемо динамічні характеристики діода при вмиканні та вимиканні детальніше.

Вмикання діода. Припус-

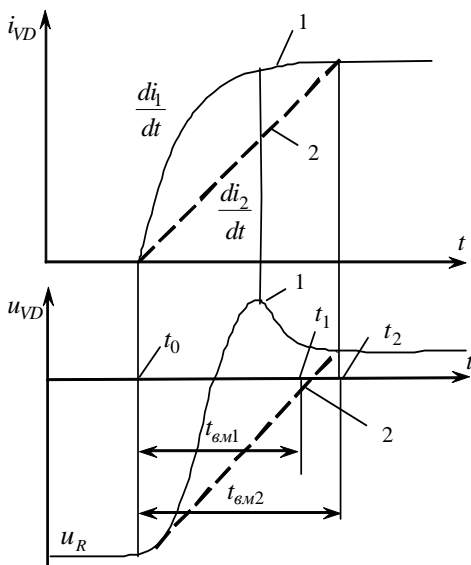


Рис. 2.9 – Діаграми струму та напруги діода при вмиканні

тимо, що діод вимкнений дією зворотної напруги u_R (рис. 2.9). Послідовно з діодом ввімкнена індуктивність L , що обмежує швидкість наростання струму при вмиканні діода. У цьому стані p - n перехід діода характеризується ємністю, що називається бар'єрною і заряджена з полярністю, що відповідає полярності зворотної напруги.

При підімкненні прямої напруги в момент часу $t = t_0$ діод вмикається. Початок процесу характеризується розрядом бар'єрної ємності та збільшенням струму зі швидкістю, що обмежена індуктивністю L . Вмикання закінчується у момент часу $t = t_1$, коли напруга між анодом і катодом стає усталеною, що відповідає прямому струму.

При високій швидкості зростання прямого струму $\frac{di_1}{dt}$ (крива 1 на рис. 2.9) через наявність власної індуктивності виводів діоду можливе деяке перевищення прямої напруги на діоді над усталеним значенням. При зниженні швидкості зростання прямого струму (крива 2 на рис. 2.9) сплеск прямої напруги відсутній, загальний час вмикання збільшується і процес завершується у момент часу $t = t_2$.

Вимикання діоду здійснюється при подачі зворотної напруги на увімкнений діод, через який протікає прямий струм. Внаслідок цього струм у діоді починає спадати до нуля зі швидкістю, що визначена індуктивністю L у контурі кола підімкненого джерела зворотної напруги (рис. 2.10).

До підімкнення джерела зворотної напруги у момент часу $t = t_0$ діод знаходився у провідному стані і в ньому було накопичено надлишкове число носіїв заряду. Починаючи з моменту часу $t = t_0$ струм у діоді зменшується зі швидкістю $\frac{di_F}{dt}$. У момент часу $t = t_1$ струм проходить через нуль і в діоді починає протікати зворотний струм i_{RR} , викликаний накопиченим у структурі діода зарядом зворотного відновлювання Q_{RR} . У момент часу $t = t_2$ діод відновлює свої запірні властивості і блокує протікання зворотного струму i_{RR} . Внаслідок цього струм починає спадати зі швидкістю, що визначається типом діода (на рис. 2.10 крива 1 відповідає плавному зменшенню зворотного струму, а крива 2 – різкому). Спад зворотного струму через наявність індукти-

вності L кола комутації викликає появу перенапруг на діоді, що вимикається. За зменшення зворотного струму до $1/4$

свого максимального значення I_{RRM} , процес відновлення запірних властивостей діоду прийнято вважати закінченим (момент часу $t = t_3$).

Інтервал часу $t_{RR} = t_3 - t_1$ є часом зворотного відновлення діода. Потім зворотний струм спадає до усталеного значення,

коли $\frac{di_{RR}}{dt} = 0$, а зворот-

на напруга дорівнює напрузі джерела живлення E .

Заряд зворотного відновлення Q_{RR} відповідає площі, що обмежена миттєвими значеннями зворотного струму (див. рис. 2.10).

Зв'язок між значеннями Q_{RR} , I_{RRM} , t_{RR} та швидкістю $\frac{di_{RR}}{dt}$ можна оцінити, якщо апроксимувати область протікання зворотного струму лінійними залежностями та знехтувати інтервалом спаду зворотного струму $t_2 - t_3$:

$$\left. \begin{aligned} Q_{RR} &\approx \frac{t_{RR}^2}{2} \cdot \frac{di_{RR}}{dt}; \\ I_{RRM} &= \sqrt{2Q_{RR} \frac{di_{RR}}{dt}} \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

Для детальніших розрахунків необхідно враховувати умови роботи та параметри конкретного типу діоду.

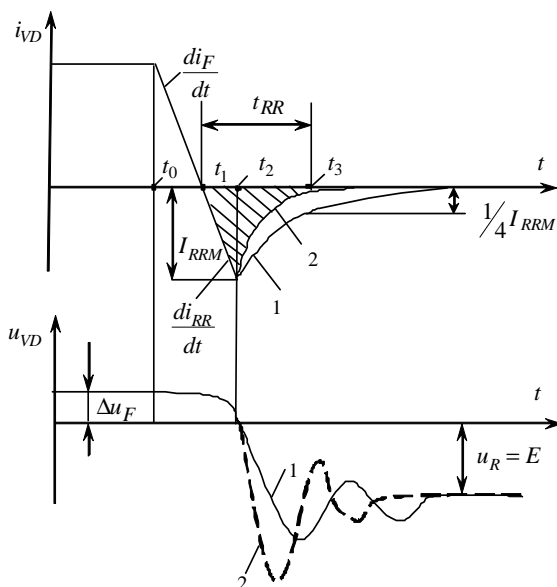


Рис. 2.10 – Діаграми струму та напруги діода при вимиканні

2.4. Біполярні транзистори

2.4.1. Будова та принцип дії біполярного транзистора

Транзистором (від *TRANSfer resISTOR* – такий, що перетворює опір) називається електроперетворювальний НП прилад, який має один або декілька *p-n* переходів, три або більше виводів і здатний підсилювати потужність електричного сигналу.

Дещо забігаючи наперед, розглянемо елементарні положення процесу підсилення потужності електричного сигналу. При цьому зазначимо, що власне **підсилює підсилювач, а транзистор має підсилювальні властивості**.

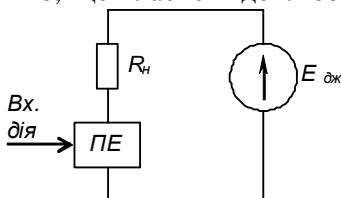
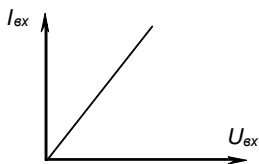
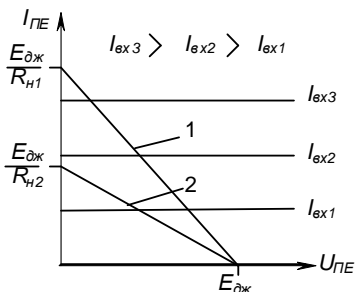


Рис. 2.11 – Елементарна схема підсилення

Малопотужна вхідна дія (*Вх. дія*) змінює параметри *ПЕ* так, що пропорційно їй змінюється потужність, що виділяється в R_n за рахунок



а) $E_{дж}$



б)

Рис. 2.12 – ВАХ гіпотетичного підсилювального елемента

У найзагальнішому вигляді, для підсилення електричного сигналу необхідна схема, наведена на рис. 2.11.

Вона складається з навантаження R_n , джерела живлення $E_{дж}$ та деякого гіпотетичного **підсилювального елемента ПЕ**.

У якості *ПЕ* добре було б мати, наприклад, електронний прилад із ВАХ, що наведені на рис. 2.12.

Із залежності $I_{вх} = f(U_{вх})$ – рис. 2.12,а – видно, що вона являє собою пряму, а значить, пропорційним змінам вхідної напруги (вхідної дії) відповідають пропорційні зміни вхідного струму. Це повинно забезпечувати точне реагування *ПЕ* на зміни вхідної дії. Із залежності $I_{ПЕ} = f(U_{ПЕ})$ – рис. 2.12,б – виходить, що фіксованому значенню вхідної дії, яка проявляється

ся у вигляді фіксованого значення I_{ex} , відповідає фіксована реакція в силовому колі $ПЕ$, а саме – фіксоване значення струму через $ПЕ$ $I_{ПЕ}$, що не залежить від напруги на ньому $U_{ПЕ}$.

Тепер, якщо маємо фіксоване значення навантаження $R_n = R_{n1}$, то, при зміні I_{ex} від нуля до нескінченності зміни напруги і струму в силовому колі будуть відповідати прямій 1 на рис. 2.12, б. Отже, змінам U_{ex} відповідають пропорційні зміни $U_{ПЕ}$ і $I_{ПЕ}$. Випадку, коли $R_n = R_{n2}$, відповідає пряма 2.

Якщо $U_{ПЕ}$ та $I_{ПЕ}$ перевищують U_{ex} та I_{ex} маємо підсилювач, що відтворює в R_n всі зміни вхідної дії.

А тепер подивимось, чи може транзистор виконувати роль $ПЕ$?

Широко розповсюджені транзистори з двома p - n переходами, що мають назву **біполярних**. Термін «біполярний» підкреслює, що процеси в цих транзисторах пов'язані з взаємодією носіїв заряду двох типів: електронів і дірок. Для виготовлення транзисторів використовують германій і частіше кремній. Два p - n переходи створюють за допомогою тришарової структури з чергуванням шарів, що мають електронну та діркову електропровідності.

У відповідності до чергування шарів з різними типами електропровідності, біполярні транзистори поділяються на два типи: **n - p - n** і **p - n - p** , як показано на рис. 2.13.

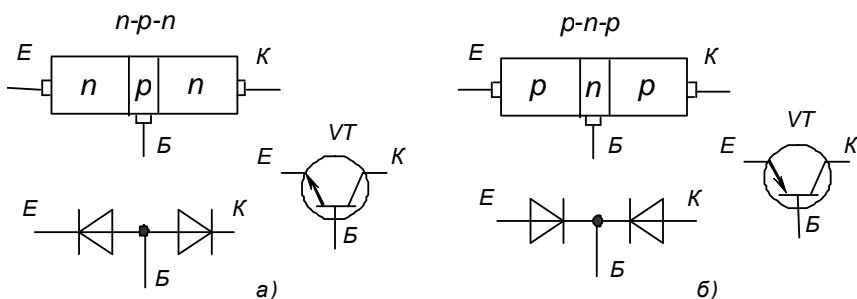


Рис. 2.13 – Схематична побудова та умовне позначення транзисторів n - p - n (а) та p - n - p (б) типів

Центральний шар біполярних транзисторів має назву «**база**». Зовнішній лівий, який є джерелом носіїв заряду (електронів чи дірок) і, головним чином, створює струм приладу, називається «**емітером**».

Правий зовнішній шар, що приймає заряди від емітера, називається «**колектором**». На перехід емітер – база напруга подається у прямому напрямку, тому навіть при незначній напрузі через перехід протікає значний струм. На перехід колектор – база напруга подається у зворотному напрямку. Зазвичай її значення на декілька порядків перевищує значення напруги на переході емітер – база.

На рис. 2.13 наведено також еквівалентні схеми транзисторів у вигляді двох діодів ($p-n$ переходів), увімкнених зустрічно. З них видно, що така конструкція не може забезпечувати підсилення електричного сигналу – струм від колектора до емітера протікати не може.

Підсилюючі властивості біполярного транзистора забезпечуються тим, що $p-n$ переходи в ньому не незалежні, а взаємодіють один з одним, що, у свою чергу, забезпечується технологічними особливостями виконання тришарової структури. А саме:

- 1) емітер виконано з великою кількістю домішки – він має велику кількість вільних носіїв заряду;
- 2) база виконана тонкою – з товщиною меншою за довжину дифузійного пробігу електронів і має малу кількість основних носіїв заряду;
- 3) колектор – масивний і має кількість носіїв, меншу, ніж емітер.

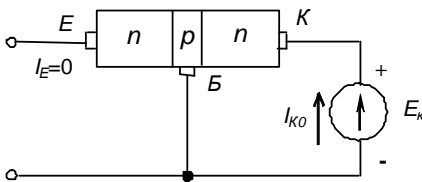


Рис. 2.14 – Спрощена схема вмикання транзистора

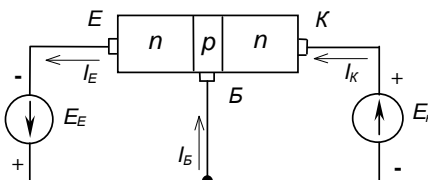


Рис. 2.15 – Схема вмикання транзистора

Розглянемо роботу транзистора типу $n-p-n$.

Для початку припустимо, що увімкнено лише перехід колектор-база: до нього прикладена напруга джерела колекторного живлення E_K , як показано на рис. 2.14. Емітерний струм I_E дорівнює нулю, у транзисторі протікає лише незначний зворотний струм через колекторний перехід, бо через нього рухаються неосновні носії заряду, що зумовлюють початковий струм I_{K0} .

Якщо підімкнути емітерне джерело живлення E_E , як показано на рис. 2.15, емітерний перехід

зміщується у прямому напрямку, через нього тече струм I_E визначеної величини.

Оскільки зовнішня напруга прикладена до емітерного переходу у прямому напрямку, електрони долають перехід і потрапляють у зону бази, де частково рекомбінують з її дірками, утворюючи струм бази I_B . Більшість електронів, які є неосновними носіями для бази, завдяки дрейфу досягають зони колектора, де вони є основними носіями, і, попадаючи під дію поля E_K , утворюють колекторний струм I_K . Струм I_K практично дорівнює I_E .

Таким чином, дія транзистора полягає у передачі носіїв заряду з емітерного кола у колекторне.

Рівняння для струмів транзистора в усталеному режимі має вигляд

$$I_E = I_B + I_K. \quad (2.5)$$

Зв'язок між струмом емітера і струмом колектора характеризується **коефіцієнтом передачі струму**, що вказує, яка частка повного струму через емітерний перехід досягає колектора (передається до нього з емітера):

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E}. \quad (2.6)$$

Для сучасних транзисторів $\alpha = 0,9 \div 0,995$.

Отже дія біполярного транзистора основана на переносі носіїв заряду з базо-емітерного кола до базо-колекторного, а його підсилюючі властивості забезпечуються тонкою базою з малою концентрацією основних носіїв.

Транзистор *p-n-p* типу діє аналогічно, тільки струм через прилад зумовлений, головним чином, дірками, а полярність підмикання джерел живлення протилежна.

Силові транзистори створюються шляхом паралельного з'єднання великої кількості транзисторних елементів малої потужності, що розташовані у кристалі напівпровідника.

2.4.2. Основні схеми вмикання і статичні характеристики біполярного транзистора

Як елемент електричного кола транзистор зазвичай використовується так, що один з його електродів є вхідним, другий вихідним, а третій - спільний відносно входу та виходу. У коло вхідного електроду вмикається джерело вхідного змінного сигналу, що його треба підсилити за потужністю, а у коло вихідного – навантаження, у якому виді-

ляється посилена потужність. Залежно від того, який електрод є спільним для вхідного і вихідного кіл, як це показано на рис. 2.16, розрізняють три **схеми вмикання транзисторів**:

- **зі спільною базою** – з СБ;
- **зі спільним емітером** – з СЕ;
- **зі спільним колектором** – з СК.

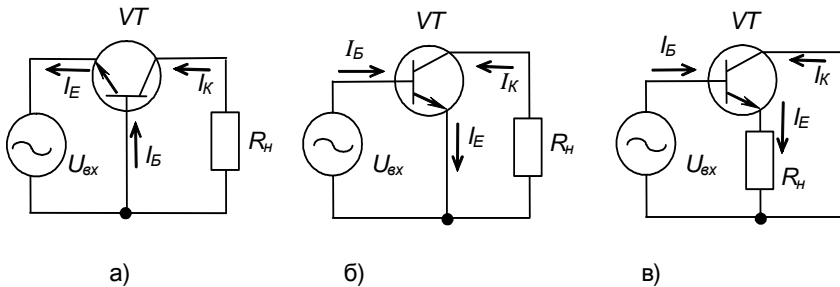


Рис. 2.16 – Схеми вмикання транзистора: а) з СБ; б) з СЕ; в) з СК

Слід зазначити, що основні схеми вмикання розглядаються для сигналу напруги змінного струму.

У схемі з СБ: I_E – вхідний струм, I_K – вихідний, передатність струму:

- статична – $\alpha = \frac{I_K}{I_E}$;
- динамічна – $\alpha_{дин} = \left. \frac{dI_K}{dI_E} \right|_{U_{KB}=const}$.

У схемі з СЕ: I_B – вхідний струм, I_K – вихідний, передатність струму:

- статична – $\beta_{ст} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K : I_E}{(I_E - I_K) : I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$; (2.7)

- динамічна – $\beta_{дин} = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_{KE}=const}$. (2.8)

У схемі з СК: I_B – вхідний струм, I_E – вихідний, $\frac{I_E}{I_B} = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta$.

Для електричних схем на біполярних транзисторах існує чотири сім'ї **статичних вольт-амперних характеристик** («статичних») у тому розумінні, що для транзистора задаються фіксовані значення напруги

між деякими його електродами або струму в одному з кіл, і знаходяться відповідні їм значення струму в іншому колі або напруги між іншими електродами у статичному режимі):

- сім'я **вхідних характеристик** $i_{ex} = f(U_{ex}) \Big|_{U_{eux} = const}$

(сім'я – тому, що для кожного конкретного значення U_{eux} маємо свою залежність $i_{ex} = f(U_{ex})$);

- сім'я **вихідних характеристик** $i_{eux} = f(U_{eux}) \Big|_{I_{ex} = const}$;

- сім'я **характеристик керування** (характеристик прямої передачі) $i_{eux} = f(i_{ex}) \Big|_{U_{eux} = const}$;

- сім'я **перехідних характеристик** (характеристик зворотного зв'язку) $U_{ex} = f(U_{eux}) \Big|_{I_{ex} = const}$.

Для кожної схеми вмикання з чотирьох сімей статичних ВАХ незалежними є лише дві. Для аналізу роботи транзистора та визначення його параметрів використовують частіше перші дві.

Для схеми з СБ статичні ВАХ, наведені на рис. 2.17, описуються

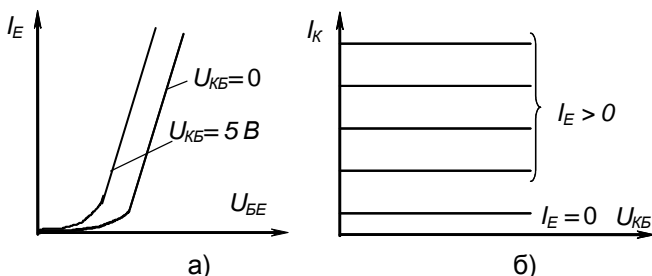


Рис. 2.17 – ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СБ:
а) вхідні; б) вихідні

залежностями:

- вхідні $-I_E = f(U_{EB}) \Big|_{U_{KB} = const}$ (при $U_{KB} = 0$ маємо ВАХ прямо

зміщеного база-емітерного $p-n$ переходу);

- вихідні $-I_K = f(U_{KB}) \Big|_{I_E = const}$.

Із рисунку видно, що вихідні характеристики майже паралельні осі напруги. Наявність невеликого нахилу (деяке збільшення I_K з ростом U_{KB}) пояснюється тим, що колекторна напруга має вплив, хоча і слаб-

кий, на рух носіїв до колекторного переходу (в основному, через звуження бази з ростом U_{KB} за рахунок розширення колекторно-базового $p-n$ переходу).

Вихідна характеристика описується досить точним співвідношенням

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0} + \frac{U_{KB}}{r_K}, \quad (2.9)$$

де I_{K0} – зворотний струм колектора (тепловий),

r_K – нелінійний опір колекторного переходу.

Складова $\frac{U_{KB}}{r_K}$ надто мала і стає відчутною лише у зоні, що пере-

дує пробою через зменшення r_K . Тому можна вважати $I_K = \alpha I_E + I_{K0}$. При невисоких температурах величиною I_{K0} також можна знехтувати і тоді $I_K \approx \alpha I_E$.

Вхідні характеристики утворюють щільний пучок, що пояснюється слабким впливом колекторної напруги на струм емітера. Тому при практичних розрахунках достатньо мати не сім'ю, а одну вхідну характеристику, зазвичай, для значення колекторної напруги 5 В (рис. 2.17,а).

Для схеми з СЕ статичні характеристики, що наведені на рис. 2.18, є залежностями:

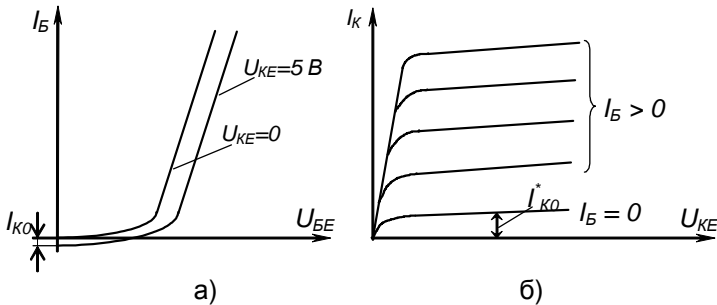


Рис. 2.18 – ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СЕ:
а) вхідні; б) вихідні

- вхідні $-I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KB} = \text{const}}$

(при $U_{KB} = 0$ маємо ВАХ прямо зміщених паралельно увімкнених базо-емітерного та базо-колекторного переходів, а при $U_{KB} = 5$ В вхідна характеристика будується за прямою гілкою ВАХ базо-емітерного пере-

ходу але значення струму зменшується на коефіцієнт $(1 - \alpha)$, бо струм бази є рекомбінаційною складовою емітерного струму);

- вихідні $-I_K = f(U_{KE})|_{I_B=const}$.

(при $I_B=0$ фактично маємо ВАХ зміщеного у зворотному напрямку базо-колекторного $p-n$ переходу).

Вихідні ВАХ схеми з СЕ досить точно можна описати виразом:

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{K0}}{1-\alpha} + \frac{U_K}{r_K(1-\alpha)} \quad (2.10)$$

або
$$I_K = \beta I_B + I_{K0}^* + \frac{U_K}{r_K^*}, \quad (2.11)$$

де
$$I_{K0}^* = I_{K0}(\beta + 1); \quad r_K^* = \frac{r_K}{(\beta + 1)}. \quad (2.12)$$

Вихідні характеристики схеми з СЕ мають більший нахил, ніж у схеми з СБ, що пояснюється сильнішим впливом колекторної напруги на передатність струму (коефіцієнт β), а вхідні характеристики більш лінійні.

ВАХ схеми з СК схожі з характеристиками схеми з СЕ, тому що в обох схемах вхідним є струм бази, а вихідні струми (I_E або I_K) відрізняються незначно. Тому при практичних розрахунках вихідні ВАХ схеми з СЕ можна використовувати як вихідні ВАХ схеми з СК, якщо замінити струм колектора на струм емітера.

Вирази для статичних характеристик схеми з СК мають такий вигляд:

- вхідна $-I_B = f(U_{BE})|_{U_{KE}=const}$;
- вихідна $-I_E = f(U_{KE})|_{I_B=const}$.

Порівнюючи статичні характеристики біполярного транзистора з характеристиками гіпотетичного підсилювального елемента (див. рис. 2.12) видно, що транзистор є далеко не ідеальним елементом. Його вхідні характеристики не є прямими, що починаються з нуля (крім того, їхнє положення залежить від напруги у силовому колі транзистора), а є, швидше, експонентами (які з допущеннями можна вважати за прямі, зміщені відносно нуля на деяке значення напруги). Це виключає можливість підсилення сигналів, менших за ϕ_K (рис. 1.7).

Вихідні характеристики не паралельні осі напруг (мають деякий нахил: у схеми з СЕ більший, ніж у схеми з СБ), а також, реально, нерівномірно розміщуються залежно від рівномірних змін I_B або I_E (наприклад, коефіцієнт β – величина непостійна для різних значень I_E). Більш того, вихідні характеристики схеми з СЕ починаються не від осі I_K , через що, при малих напругах U_{KE} струм $I_K \neq \beta I_B$ і транзистор втрачає керуваність.

Також слід зазначити, що, як і у всіх НП приладів, параметри транзистора (а отже, і положення його характеристик) значною мірою залежать від температури та різняться у різних екземплярів транзисторів навіть одного типу.

Тим не менше, ці електронні прилади якнайширше використовуються для реалізації конкретних підсилювачів, а їхня неідеальність компенсується до необхідних значень відповідними схемотехнічними прийомами.

2.4.3. Біполярний транзистор як активний чотириполіусник (h - параметри)

Статичні ВАХ використовуються при розрахунках електронних схем із великими рівнями вхідних сигналів. Якщо рівень вхідного сигналу малий і транзистор працює на лінійній ділянці ВАХ (робота у режимі малого сигналу), його можна подати як активний лінійний елемент (чотириполіусник), зображений на рис. 2.19.

Величини U_1 , I_1 є вхідними, а U_2 , I_2 – вихідними. При аналізі роботи чотириполіусника два параметри вибираються як незалежні змінні, а два інші є їхніми лінійними функціями. У зв'язку з цим роботу чотириполіусника можна охарактеризувати шістьма системами лінійних рівнянь, кожна з яких складається з двох рівнянь.

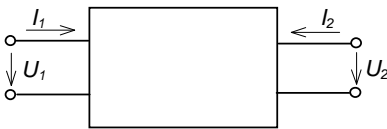


Рис.2.19 – Активний лінійний чотириполіусник

Найчастіше використовується система рівнянь, у якій незалежними змінними величинами є вхідний струм I_1 та вихідна напруга U_2 :

$$\begin{cases} u_1 = f(i_1, u_2) \\ i_2 = f(i_1, u_2) \end{cases} \quad (2.13)$$

Із системи рівнянь (2.13) можна знайти повні диференціали функцій u_1 та i_2 :

$$\begin{cases} du_1 = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} du_2 \\ di_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2 \end{cases} \quad (2.14)$$

Якщо замінити диференціали функцій незначними приростами амплітудних значень струмів ($di = \Delta I$) та напруг ($du = \Delta U$) і ввести нові позначення для частинних похідних, то система рівнянь (2.14) матиме вигляд:

$$\begin{cases} \Delta U_1 = h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2 \\ \Delta I_2 = h_{21} \Delta I_1 + h_{22} \Delta U_2 \end{cases} \quad (2.15)$$

Значення коефіцієнтів h знаходять при створенні режимів холостого ходу (х.х.) на вході чотириполюсника і короткого замикання (к.з.) на виході за змінною складовою струму.

З режиму х.х. на вході, коли $I_1 = 0$, $\Delta I_1 = 0$, можуть бути визначені:

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \right|_{I_1 = 0} \quad - \text{коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою};$$

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \right|_{I_1 = 0} \quad - \text{вихідна провідність транзистора}.$$

Із режиму к.з. на виході, коли $U_2 = 0$, можна визначити:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \right|_{U_2 = 0} \quad - \text{вхідний опір транзистора};$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \right|_{U_2 = 0} \quad - \text{коефіцієнт передачі за струмом}.$$

Система рівнянь (2.15) називається **системою h -параметрів**. Значення h -параметрів наводяться у довідникових матеріалах на транзистори. Залежно від схеми вмикання транзистора h параметри мають різне значення. Тому вони позначаються відповідною літерою в індексі (наприклад, для схеми з СЕ – h_{11E} , з СБ – h_{11B} , з СК – h_{11K} і т.п.).

Перевагою системи h -параметрів є порівняна простота безпосереднього вимірювання значень коефіцієнтів h (для одержання їхніх експе-

риментальних значень).

Так, режим х.х. на вході транзистора (за змінним струмом) здійснюється вмиканням у вхідне коло транзистора дроселя з великою індуктивністю ($\omega L \rightarrow \infty$), а режим к.з. – шляхом вмикання паралельно вихідному колу конденсатора великої ємності ($1/\omega C \rightarrow 0$).

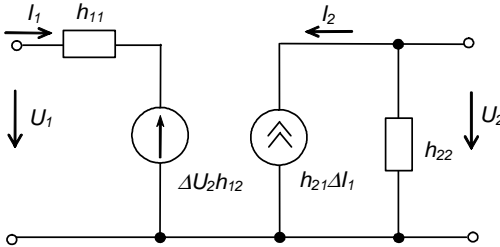


Рис. 2.20 – Схема заміщення транзистора за h -параметрами

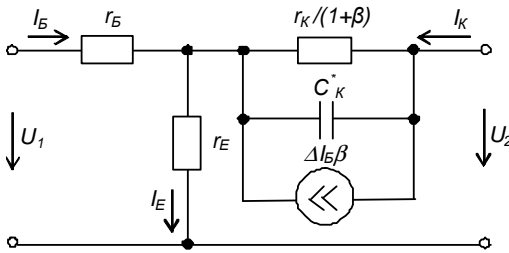


Рис. 2.21 - T – подібна схема заміщення транзистора

β – коефіцієнт передачі за струмом.

$r_K/(1+\beta)$ – зворотний опір колектора;

C_K^* – ємність колекторного переходу.

Існує зв'язок між фізичними та h -параметрами. Так, для схеми з СЕ маємо:

$$h_{12E} = \frac{r_E}{r_K} (\beta + 1); \quad (2.16)$$

$$h_{22E} = \frac{1}{r_K} (\beta + 1); \quad (2.17)$$

$$h_{11E} = r_B + r_E (\beta + 1); \quad (2.18)$$

$$h_{21E} \approx \beta. \quad (2.19)$$

При розрахунках пристроїв на біполярних транзисторах h -параметри використовуються як основні.

Схема заміщення транзистора за h -параметрами зображена на рис. 2.20.

При розрахунках також використовується **фізична T – подібна модель транзистора**.

На рис. 2.21 зображено таку модель для схеми з СЕ.

Тут прийняті наступні позначення:

r_B – об'ємний опір бази транзистора;

r_E – прямий опір емітерного переходу;

2.4.4. Основні режими роботи біполярного транзистора

Незалежно від схеми вмикання біполярного транзистора він може працювати у трьох основних режимах, що визначаються полярністю напруги на емітерному U_E та колекторному U_K переходах):

- режим відсічки ($U_E < 0, U_K < 0$);
- активний режим ($U_E > 0, U_K < 0$);
- режим насичення ($U_E > 0, U_K > 0$).

У **режимі насичення**, що настає при великому відпінному вхідному сигналі, колекторний та емітерний переходи зміщені у прямому напрямку, транзистор повністю відкритий і його струм $I = U_3 / R_n$, тобто залежить тільки від опору навантаження R_n та зовнішньої напруги U_3 (вихідний опір транзистора знижується до дуже малого значення).

У **режимі відсічки**, що настає з поданням до вхідного кола транзистора сигналу, який забезпечує повне закриття приладу, обидва переходи зміщені у зворотному напрямі (закритий стан транзистора). При цьому у вихідному колі протікає струм, що є зворотним струмом емітерного та колекторного переходів, а опір транзистора високий.

Активний режим є проміжним. При ньому емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному. Транзистор у цьому режимі працює як підсилювач сигналу: змінам вхідного сигналу тут відповідають пропорційні зміни вихідного.

Режим роботи, у якому транзистор тривалий час знаходиться у режимі відсічки або насичення, називається **ключовим режимом**.

Розглянемо наведені вище режими роботи транзистора на прикладі його вмикання за схемою з СЕ, зображеною на рис. 2.22.

Тут:

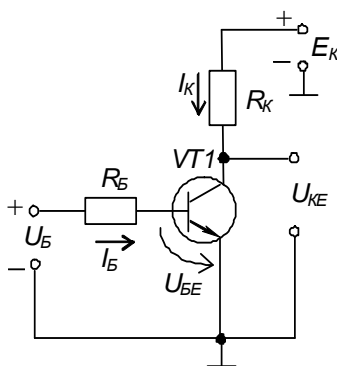


Рис. 2.22 – Схема вмикання транзистора з СЕ

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_B} ; \quad (2.20)$$

$$I_K = \beta I_B ; \quad (2.21)$$

$$U_{вих} = U_{KE} = E_K - I_K R_K , \quad (2.22)$$

де R_B , R_K – базове та колекторне навантаження; U_{KE} – напруга між колектором та емітером; E_K – ЕРС джерела живлення.

Рівняння (2.22) характеризує зв'язок вихідної напруги з вхідним струмом і називається **динамічною вихідною характеристикою** транзистора або **лінією навантаження**.

На сім'ї вихідних статичних характеристик побудуємо лінію навантаження, як показано на рис. 2.23. Для цього розглянемо режими холостого ходу (х.х.) та короткого замикання (к.з.).

Для режиму х.х.:

якщо $I_K = 0$, то $U_{KE} = E_K$.

Для режиму к.з.:

якщо $U_{KE} = 0$, то $I_K = \frac{E_K}{R_K}$.

Точки перетину лінії навантаження з будь-якою ВАХ називаються **робочими точками** і відповідають певним значенням вихідного струму та вихідної напруги. Якщо, наприклад, $I_B = I_{B0}$, то цьому відповідає точка P , для якої

$$U_{вих} = U_{0K}, \quad I_{вих} = I_{0K}.$$

Коли робоча точка лежить у межах відрізка ab , транзистор працює в **активному (підсилювальному) режимі**, де змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

Якщо робочу точку задати нижче точки b , транзистор переходить до режиму відсічки, якому відповідає власне точка b (транзистор тут відсікає протікання струму у силовому колі).

Якщо ж робочу точку задавати вище точки a – транзистор знаходиться у режимі насичення, якому і відповідає точка a .

Взагалі **режимом насичення** називають такий режим, коли пода-

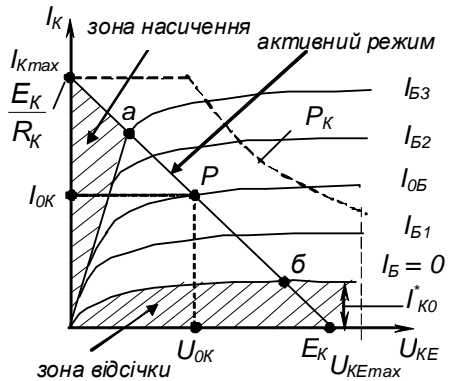


Рис. 2.23 – Вихідна динамічна характеристика транзистора

льшому збільшенню вхідної дії не відповідає збільшення вихідної реакції, що досягла деякого значення.

У режимі насичення через транзистор протікає струм

$$I_{KH} = \frac{E_K}{R_K} . \quad (2.23)$$

Для того щоб транзистор увійшов до режиму насичення, необхідно забезпечити струм бази не менший за $I_{BH} = \frac{I_{KH}}{\beta}$.

Ступінь насичення характеризується **коефіцієнтом насичення**

$$S = \frac{I_B}{I_{BH}} > 1 , \text{ (тому що тут } I_B > I_{BH} \text{).} \quad (2.24)$$

В активному режимі $S < 1$.

Гідравлічною моделлю транзистора може слугувати звичайний водопровідний кран. Якщо він закритий, то відтинає споживача від мережі і знаходиться під дією її тиску. У цьому стані через нього може протікати лише незначний струмінь рідини, що є показником якості крану. Незначне зусилля (керуючий сигнал) на ручку крана (на елемент керування) відкриває його і потужність струменю рідини, що тече тепер до споживача, стає пропорційною ступеню відкриття – значенню вхідної дії. Якщо кран відкрити повністю, то, незалежно від подальшої відкриваючої дії на його елемент керування, через нього буде протікати незмінний струмінь рідини, зумовлений тиском мережі. Цей струмінь дещо менший за той, що протікав би з труби без крана, за рахунок деякого падіння тиску на останньому, бо кран створює опір протіканню рідини.

До основних параметрів біполярних транзисторів належать:

- максимально допустимий струм колектора $I_{K\max} (I_{C\max})$, що, в основному, визначається перетином виводів від кристалу НП, становить $(0,01 \div 100)$ А;

- максимально допустимий імпульсний струм колектора $I_{K.I} (I_{Cpulse})$, який визначається у режимі насичення при заданій тривалості імпульсу, становить $(10 I_{K\max})$;

- допустима робоча напруга $U_{KE,\max} (U_{CEO})$, що визначається напругою лавинного пробою колекторного переходу, $(20 \div 1000)$ В;

- напруга насичення колектор-емітер $U_{KE,\text{нас}} (U_{CE(SAT)})$, визначається напругою між колектором та емітером у режимі насичення, $(0,2 \div 0,5)$ В;

- коефіцієнт передачі струму β (h_{FE}) становить $(1 - 1000)$;
- допустима потужність на колекторі $P_K = I_K U_{KE}$ (якщо $P_K < 0,3$ Вт, то маємо транзистор малої потужності, якщо $P_K = 0,3 \div 1,5$ Вт – середньої потужності, якщо $P_K > 1,5$ Вт – великої потужності), за її перевищення кристал розплавиться.

2.4.5. Складені транзистори

Для значного підвищення коефіцієнта підсилення за струмом застосовують комбінації з двох і більше транзисторів, з'єднаних так, що в цілому конструкція, як і одиночний транзистор, має три зовнішні виводи і називається **складеним транзистором**.

Схема складеного транзистора, виконаного на транзисторах одного типу провідності, наведена на рис. 2.24,а. Її ще називають **схемою Дарлінгтона**. Тут вхідний струм є струмом бази першого транзистора. Після підсилення останнім у β_1 разів він подається у базу другого транзистора, яким підсилюється ще в β_2 разів. У результаті загальний коефіцієнт підсилення за струмом становить

$$\beta = \beta_1 \beta_2.$$

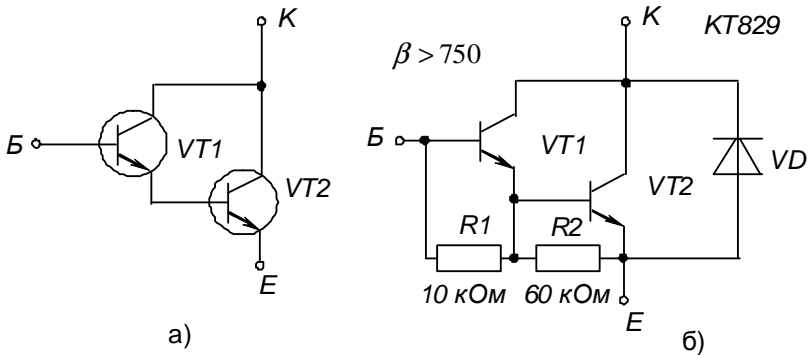


Рис. 2.24 – Складений транзистор за схемою Дарлінгтона

Таку схему широко застосовують як у дискретному виконанні, так і в інтегральному. На рис. 2.24,б, наприклад, наведено еквівалентну схему потужного транзистора КТ829, що має $\beta \geq 750$.

Тут резистори R_1 і R_2 забезпечують відведення від бази зворотного

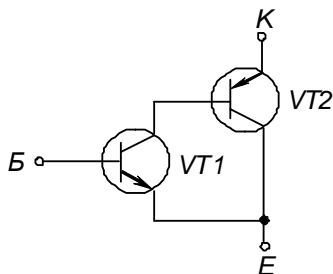


Рис. 2.25 – Складений транзистор за схемою Шиклаї

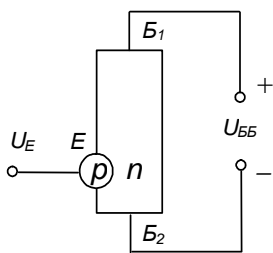
струму колекторних переходів, а діод VD захищає структуру від дії зворотної напруги.

Схема складеного транзистора, виконаного на транзисторах різного типу провідності **схема Шиклаї**, наведена на рис. 2.25. Її особливістю є те, що тип провідності конструкції в цілому визначається типом провідності першого транзистора.

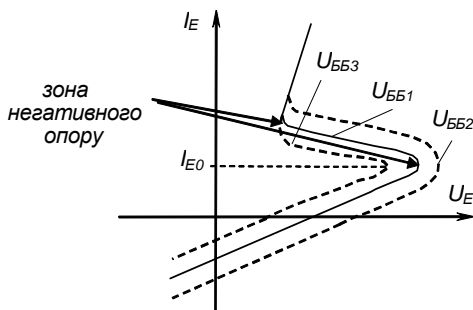
Так, у даному разі ми маємо еквівалент транзистора n - p - n типу (незважаючи на те, що на виході встановлено транзистор $VT2$ p - n - p типу – його емітер є колектором, а колектор емітером складеного транзистора).

2.4.6. Одноперехідний транзистор

Одноперехідний транзистор або двобазовий діод – це НП прилад з одним p - n переходом. Його схематична конструкція і ВАХ наведені на рис. 2.26.



а)



б)

Рис. 2.26 – Одноперехідний транзистор: а) конструкція; б) вхідна ВАХ

Шар p -типу має назву емітера, а області монокристалу по обидва боки емітера, що мають електронну провідність, називаються базами. Зазвичай, довжина нижньої бази B_2 набагато менша, ніж довжина верхньої бази B_1 . Якщо до контактів базових областей під'єднати зовнішню напругу із зазначеною на рис. 2.26 полярністю, то через обидві бази протікатиме невеликий струм – так званий струм зміщення.

Оскільки ділянка між базовими електродами являє собою лінійний опір, то спад напруги на базових областях пропорційний їхній довжині. Напруга на емітерному переході зумовлюється різницею потенціалів емітера та базової області B_2 . Якщо потенціал емітера не перевищує потенціалу бази B_2 , то емітерний перехід зміщений у зворотному напрямку і через нього протікає невеликий зворотний струм. При зміщенні емітерного переходу в прямому напрямку емітерний струм зростає, і при певному його значенні I_{EO} , починається лавиноподібне зменшення опору бази B_2 за рахунок проникнення носіїв заряду через p - n перехід. Наслідком цього є зниження напруги емітера за одночасного зростання емітерного струму – ділянка негативного опору на вхідній ВАХ (тут негативним змінам напруги відповідають позитивні зміни струму). При змінах зовнішньої міжбазової напруги U_{BB} ВАХ зсувається, не змінюючи форми, як показано на рис. 2.26,б.

Наявність ділянки з негативним опором дозволяє використовувати одноперехідний транзистор у електронних ключах, генераторах, релейних схемах і т. ін. Донедавна вони якнайширше використовувались у пристроях генерування імпульсів керування тиристорами, які ми розглянемо нижче.

2.5. Уніполярні (польові) транзистори

2.5.1. Загальні відомості

До класу **уніполярних** належать транзистори, принцип дії яких ґрунтується на використанні носіїв заряду лише одного знаку (електронів або дірок). Керування струмом у силовому колі уніполярних транзисторів здійснюється зміною під впливом електричного поля провідності каналу, через який протікає струм. Тому уніполярні транзистори ще називаються **польовими** (ПТ).

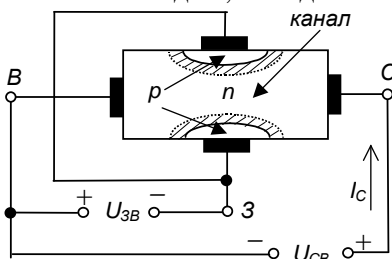
Розрізняють ПТ з керуючим p - n переходом (із затвором у вигляді p - n переходу) та з ізольованим затвором. Останні, в свою чергу, поділяються на ПТ із вбудованим каналом та з індукованим каналом. ПТ з ізольованим затвором належать до різновиду МДН-транзисторів: конструкція «метал – діелектрик – НП». Якщо у якості діелектрика використовують окис кремнію: конструкція «метал – оксид – НП», ПТ називають відповідно МОН-транзистором.

Характерною рисою ПТ є великий вхідний опір (10^8 - 10^{14} Ом).

Широкого розповсюдження ПТ набули завдяки високій технологічності у виробництві, стабільності характеристик і невеликій вартості за масового виробництва.

2.5.2. Пільові транзистори з керуючим p - n переходом

Конструкція та принцип дії ПТ з **керуючим p - n переходом** пояснюється на моделі, наведеній на рис. 2.27. У такого ПТ канал протікання струму являє собою шар НП, наприклад, n -типу, вміщений між двома p - n переходами. Канал має контакти із зовнішніми електродами. Електрод, від якого починають рух носії заряду (у даному разі - електрони), називається **виток**ом В, а електрод, до якого вони рухаються - **сток**ом С.



НП шари p -типу, що створюють із n -шаром два p - n переходи, виконані з більш високою концентрацією основних носіїв, ніж n -шар. Обидва p -шари електрично з'єднані і мають зовнішній електрод, що називається **затвором 3**.

Вихідна напруга підмикається між стоком і витком ($U_{СВ}$), а вхідна напруга (керуюча) – між витком та затвором ($U_{ЗВ}$), причому, на затвор подається зворотна щодо витоку напруга.

Принцип дії такого ПТ полягає у тому, що зі змінами вхідної напруги $U_{ЗВ}$ змінюється ширина p - n переходів, що являють собою ділянки НП, збіднені носіями зарядів (запірний шар). Оскільки p -шар має більшу концентрацію домішки, зміна ширини p - n переходів відбувається, головним чином, за рахунок більш високоомного n -шару.

При цьому змінюється переріз струмопровідного каналу, а отже і його провідність і відповідно вихідний струм I_C приладу.

Особливість цього транзистора полягає у тому, що на провідність каналу впливає як керуюча напруга $U_{ЗВ}$, так і напруга $U_{СВ}$. Вплив напруг на провідність каналу ілюструє рис. 2.28, де заради спрощення не по-

казані ділянки n -шару, розміщені поза p - n переходами.

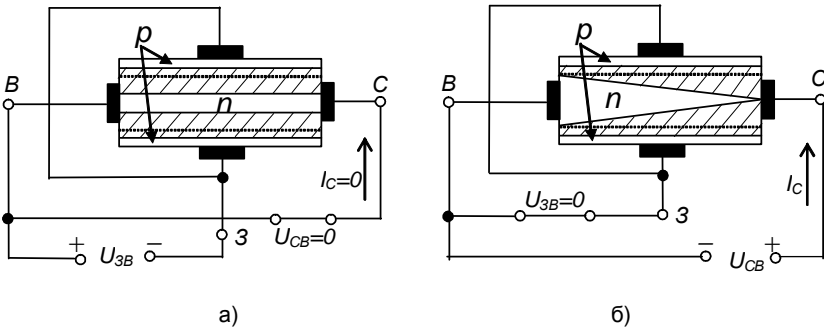


Рис. 2.28 - Вплив напруг на провідність каналу ПТ з керуючим p - n переходом: а) при $U_{CB}=0$; б) при $U_{3B}=0$

На рис. 2.28,а зовнішню напругу прикладено лише у вхідному колі транзистора. Збільшення зворотної напруги на p - n переході призводить до зменшення провідності каналу за рахунок зменшення його перерізу (вздовж усього каналу). Та оскільки $U_{CB}=0$, вихідний струм $I_C=0$.

Рис. 2.28,б ілюструє зміну перерізу каналу під впливом лише напруги U_{CB} ($U_{3B}=0$). Коли $U_{CB}>0$ через канал протікає струм. Внаслідок цього виникає розподілений по каналу спад напруги, що зростає у напрямку стоку. Сумарний спад напруги ділянки стік-витік дорівнює U_{CB} . Відповідно потенціали точок каналу вздовж нього неоднакові: зростають у напрямку стоку від нуля до U_{CB} . Потенціал точок p -шару відносно витіку визначається потенціалом затвора відносно витіку і у даному випадку дорівнює нулю. У зв'язку із зазначеним, зворотна напруга, прикладена до p - n переходів, зростає у напрямі витік-стік і p - n переходи розширюються у напрямку стоку. Це явище призводить до клиновидного зменшення перерізу каналу. Підвищення напруги U_{CB} викликає збільшення спаду напруги у каналі і подальше зменшення його перерізу, а отже, і провідності каналу. При певному значенні U_{CB} межі обох p - n переходів змикаються (див. рис. 2.28,б) і опір каналу стає великим.

Очевидно, що за сумарної дії U_{CB} та U_{3B} , змикання p - n переходів відбувається швидше. При цьому у приладі діє автоматична система керування, що забезпечує протікання фіксованого значення I_C за подальшого після змикання росту U_{CB} – струм через канал не залежить від U_{CB} .

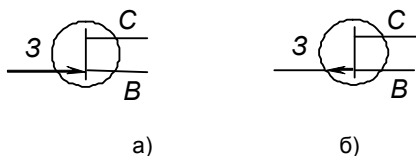


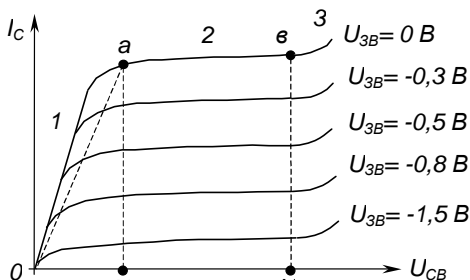
Рис. 2.29 – Умовні позначення

ПТ з керуючим p - n переходом :
а) з каналом n -типу, б) з каналом

Аналогічно працюють транзистори з каналом p -типу, лише полярність напруг повинна бути зворотною. На рис. 2.29 наведено умовні позначення ПТ з керуючим p - n переходом.

Роботу таких транзисторів пояснюють сім'ї ВАХ двох видів: стокові і стік-затворні.

Стокові (вихідні) характеристики, наведені на рис. 2.30, показують залежність струму стоку від напруги стік-витік за фіксованої напруги затвор-витік:

Рис. 2.30 – Стокові ВАХ ПТ з керуючим p - n переходом

$$I_C = f(U_{CB}) \Big|_{U_{ZB} = \text{const}}$$

На ділянці 1 ($0a$) маємо значну залежність I_C від вихідної напруги U_{CB} . Це неробоча ділянка для випадку використання приладу як підсилювального елемента. Тут його використовують як керований резистор.

На ділянці 2 (av) залежність вихідного струму від вихідної напруги мала. Це робоча ділянка у режимі підсилення.

Ділянка 3 відповідає пробою приладу.

Точці a відповідає змикання p - n переходів (напруга U_{Cba}). Причому при $U_{ZB} = 0$ транзистор повністю відкритий, а чим вища напруга U_{ZB} (абсолютне значення), тим більше змикаються p - n переходи.

Напруга на затворі, за якої струм вихідного кола $I_C = 0$, називається напругою запирання або відсічки U_{ZB0} . Числове значення U_{ZB0} дорівнює U_{CB} у точці a ВАХ транзистора.

Стік-затворні (передавальні) ВАХ відображають залежність струму стоку від напруги затвор-витік за фіксованої напруги стік-витік

$$I_C = f(U_{ZB}) \Big|_{U_{CB} = \text{const}}$$

Передавальну ВАХ зображено на рис. 2.31.

Параметри ПТ з керуючим p - n переходом:

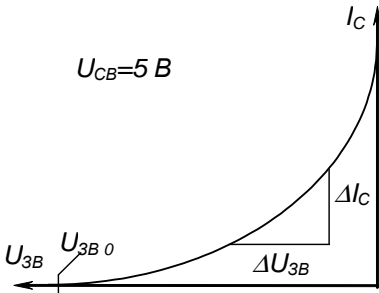


Рис. 2.31 – Передавальна ВАХ ГТТ з керуючим $p-n$ переходом

- максимальне значення струму стоку I_{Cmax} (відповідає його значенню у точці e на вихідних ВАХ при $U_{3B}=0$), сягає від десятків міліампер до одного ампера;
- максимальне значення напруги стік-витік U_{CBmax} (задають у $1,2 \div 1,5$ рази меншим за напругу пробою ділянки стік-витік при $U_{3B}=0$), становить до 100 В;
- напруга відсічки U_{3B0} ;
- внутрішній опір $r_i = \left. \frac{dU_{CB}}{dI_C} \right|_{U_{3B}=const}$;
- крутизна стік-затворної характеристики $S = \left. \frac{dI_C}{dU_{3B}} \right|_{U_{CB}=const}$;
- вхідний опір $r_{вх} = \frac{dU_{3B}}{dI_3}$, становить десятки мегаом.

2.5.3. СІТ - транзистори

У середині 70-х років минулого століття багаторічні дослідження – У. Шеклі (США) з 1940 р., Нішізава (Японія) з 1950 р. – завершилися створенням ПТ зі статичною індукцією **СІТ – транзистора**. Цей транзистор, будучи за суттю ПТ з керуючим $p-n$ переходом, є твердотільним аналогом електронновакуумної лампи – тріода, у якій вихідна ВАХ при нульовому значенні сигналу керування за формою нагадує ВАХ $p-n$ переходу. З ростом негативної напруги керування характеристики зсуваються вправо.

На відміну від площинної горизонтальної конструкції ПТ з керуючим $p-n$ переходом, СІТ – транзистор має вертикальну конструкцію: p -шари затвору вводяться в n -шар вертикально. Таке виконання забезпечує роботу приладу за напруг до 2000 В і частот до 500 кГц. А розміщення на одному кристалі і паралельне з'єднання кількох тисяч елементарних транзисторних структур забезпечує робочі струми до 500 А – це вже силовий електронний прилад.

Крім роботи у режимі ПТ, цей транзистор може працювати і у режимі біполярного транзистора, коли на затвор подається позитивне зміщення і протікає струм керування. При цьому падіння напруги на приладі у відкритому стані значно зменшується.

Структура, вихідні ВАХ та умовне позначення n -канального СІТ-транзистора наведені на рис. 2.32.

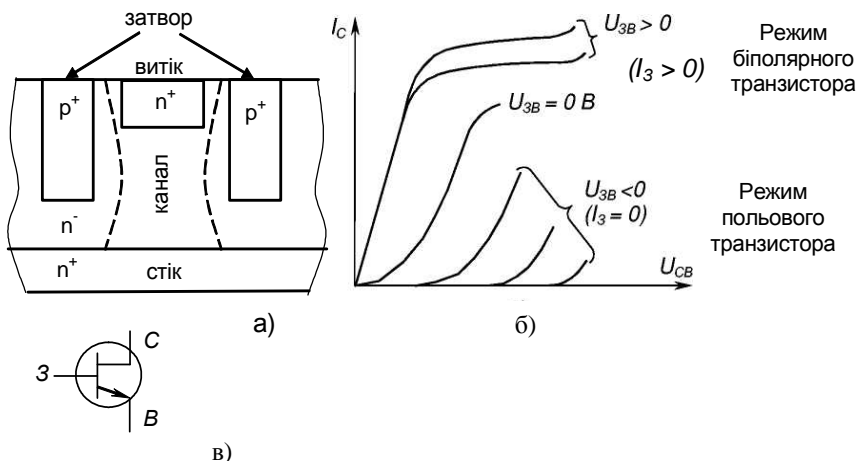


Рис. 2.32 – Структура (а), вихідні ВАХ (б) та умовне позначення (в) n -канального СІТ-транзистора

Зверніть увагу: в зображенні структури транзистора індекси при позначенні типу провідності напівпровідника (наприклад, n^+ , n^-) вказують на ступінь його легування – на введення більшої або меншої кількості домішки, у даному разі – донорної.

СІТ – транзистори не знайшли широкого використання у силовій електроніці через погані ключові властивості. Основна галузь їхнього використання – потужні електронні пристрої, де СІТ працюють у підсилювальному режимі.

2.5.4. Польові транзистори з ізольованим затвором (МДН – транзистори)

На відміну від ПТ з керуючим p - n переходом, у яких затвор має безпосередній електричний контакт із суміжною областю струмопро-

відного каналу, у МДН-транзисторів затвор, що являє собою, наприклад, алюмінієву плівку (Al), ізолюваний від зазначеної області шаром діелектрика. Тому **МДН-транзистори** належать до класу **ПТ з ізолюваним затвором**. Наявність діелектрика забезпечує високий вхідний опір цих транзисторів ($10^{12} \div 10^{14}$ Ом).

Частіше як діелектрик використовують оксид кремнію (SiO_2), і тоді ПТ називають **МОН-транзистором** (метал – оксид – НП). Такі транзистори бувають із вбудованим та індукованим каналами. Останні більш розповсюджені.

Конструкція МОН-транзистора з індукованим каналом n -типу зображена на рис. 2.33. Для зниження опорів шарів, які з'єднані з виводами транзистора В та С, їх виконують з більшим вмістом носіїв. Такі шари позначають додатковим верхнім індексом, наприклад, n^+ - типу.

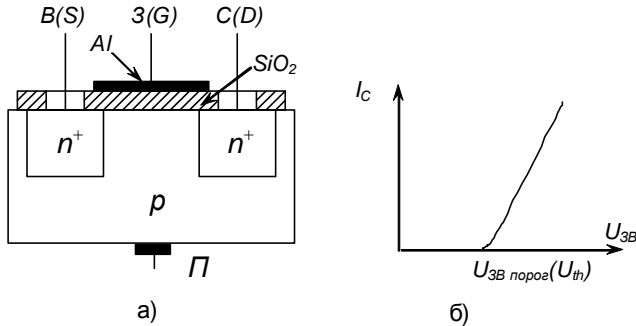


Рис. 2.33 – Конструкція (а) і стік-затворна характеристика (б) МОН – транзистора з індукованим каналом

При $U_{3B} = 0$ або негативному, $I_C = 0$ (два p - n переходи ввімкнені зустрічно). При позитивній напрузі на затворі відносно витоку поверхневий шар на межі НП з діелектриком збагачується електронами, що притягуються з глибини p -шару (де вони є завдяки тепловій генерації вільних носіїв заряду) до затвору: виникає явище інверсії НП у примежовій зоні, коли p -шар стає n -шаром. Таким чином між зонами n -шарів наводиться (індукується) канал, по якому може протікати струм від стоку до витоку. Вивід П від p -шару (підложка) зазвичай з'єднується зі стоком С.

Отже, при $U_{3B} = 0$ МОН-транзистор закритий. А для його відкриття, як видно з стік-затворної ВАХ рис. 2.33, б), U_{3B} повинно перевищити деяке порогове значення $U_{3B \text{ порог}}$ за якого виникає канал.

При наявності струму стоку, як і у транзистора з керуючим p - n переходом, за рахунок розподілення за довжиною каналу падіння напруги від нуля до U_{CB} , канал (p - n перехід між з'єднаними каналом зонами n та зоною p) звужується у напрямку стоку. За деякого значення напруги U_{CB} канал перекривається так, що подальше збільшення струму стоку не відбувається. Тому вихідні ВАХ ПТ з ізольованим затвором подібні до ВАХ ПТ з керуючим p - n переходом, тільки характеристики проходять вище зі збільшенням напруги U_{3B} .

Конструкція МОН-транзистора з вбудованим каналом n -типу та його стік-затворна характеристика зображені на рис. 2.34. У ПТ з вбудованим каналом зони n -типу з'єднано перетинкою – тонким шаром n -типу. В результаті канал під дією напруги U_{3B} може як розширюватись, так і звужуватись (до повного змикання) залежно від знаку.

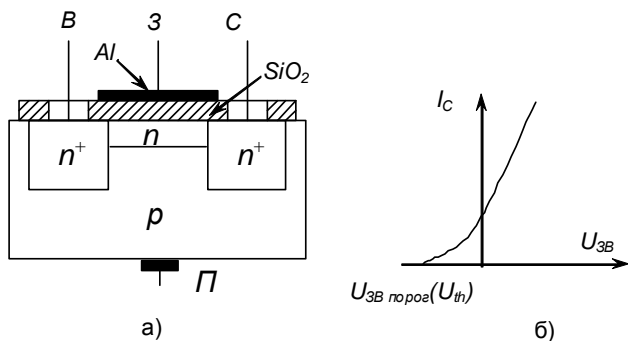


Рис. 2.34 – Конструкція (а) і стік-затворна характеристика (б) МОН – транзистора з вбудованим каналом

Таким чином у транзистора з вбудованим каналом струм у колі стік-витік протікає при відсутності напруги на затворі. Для керування цим струмом на затвор може подаватися напруга, як більша за нуль для збагачення каналу носіями, так і менша за нуль для його збіднення.

Умовні позначення МДН – транзисторів наведені на рис. 2.35.

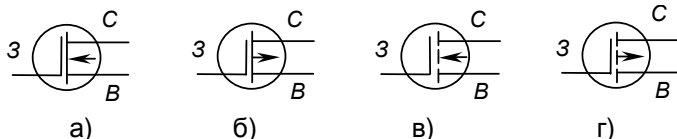


Рис. 2.35 – Умовні позначення МДН-транзисторів з каналами: вбудованим n -типу (а); вбудованим p -типу (б); індуктованим n -типу (в); індуктованим p -типу (г)

ПТ широко використовують як дискретні компоненти електронних пристроїв, а також у складі інтегральних мікросхем.

Силкові МОН-транзистори, як правило із вбудованим зворотним діодом, в основному розраховані на роботу з напругою не більше 600 В, частіше використовуються при напрузі 100 В та струмах до 200 А. Вони здатні працювати на частотах 100 кГц і вище. В наш час розроблені МОН-транзистори з резистивним опором у провідному стані меншим за 0,01 Ом, що дозволяє суттєво зменшити втрати при їх використанні у якості ключа при вказаних високих частотах.

Зазначимо, що у силових пристроях біполярні транзистори останнім часом практично витіснені польовими.

Основні параметри МОН-транзисторів наведені у табл. 2.3.

Таблиця 2.3 – Основні параметри МДП (МОН) - транзистора

Найменування параметрів	Позначення у довідковій літературі	Змістове значення параметра	Характерні значення для транзистора на струм 33 А та напругу 200 В
1	2	3	4
Постійний струм стоку, А	I_{Dmax}	Струм стоку, що не викликає перевищення температури вище допустимої	33
Напруга затвор-стік, В	V_{GS}	Діапазон допустимої напруги керування	± 20
Імпульсний струм стоку, А	I_{Dpulse}	Допустимий імпульсний струм стоку, що обмежений у часі і не викликає перевищення допустимої температури	132
Початковий струм стоку, мкА	I_{DSS}	Струм стоку за напруги керування, що дорівнює нулю	10
Напруга пробію стік-витік, В	$V_{(BR)DSS}$	Максимальна напруга стік-витік, яка призводить до пробію транзистора	200

Продовження табл. 2.3

1	2	3	4
Потужність, що розсіюється, Вт	P_{tot}	Максимально допустима потужність, виділення якої у транзисторі не призводить до його руйнування	170
Порогова напруга затвор-витік, В	$V_{GS(th)}$	Напруга затвор-витік з якої починається протікання струму витоку	3
Струм затвору, мкА	I_{GSS}	Струм крізь затвор при номінальній напрузі керування	10
Опор стік-витік у відкритому стані, Ом	$R_{DS(on)}$	Опір стік-витік при номінальній напрузі керування	0,06
Вхідна ємність, пФ	C_{iSS}	Сумарна ємність затвор-витік та затвор-стік	2600
Вихідна ємність, пФ	C_{DSS}	Сумарна ємність затвор-стік та стік-витік	500
Прохідна ємність (ємність зворотного зв'язку), пФ	C_{rSS}	Ємність затвор-стік (ємність Міллера)	230
Час затримки вмикання, нс	$t_{d(on)}$	Час між поданням імпульсу керування та початком зростання струму стоку	40
Час наростання, нс	t_r	Час зростання струму стоку	110
Час затримки на вимикання, нс	$t_{d(off)}$	Час від початку спадання імпульсу керування до початку зниження струму стоку	450
Час спадання, нс	t_f	Час спадання струму стоку	160

2.5.5. Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (БТІЗ)

Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (**БТІЗ**, англійською: *IGBT – insulated gate bipolar transistor*) з'явилися у 80-х роках минулого століття і відтоді інтенсивно використовуються як силові прилади,

витісняючи у багатьох застосуваннях тиристори і силові транзистори.

Це силовий НП прилад комбінованого типу, у входному колі якого використовується МДН-транзистор, а у вихідному – біполярний. Таким чином він поєднує в собі переваги біполярних транзисторів (малі втрати потужності) та польових (незначна потужність керування) і в наш час отримав найбільш масове виробництво.

Ці транзистори випускаються на напруги до 1800 В з частотою до 100 кГц та силою струму до 2000 А, що забезпечується паралельним з'єднанням великої кількості (до кількох сотень тисяч) елементарних транзисторів на одному кристалі (як і у СІТ-транзистора).

БТІЗ (IGBT) являє собою складну багатошарову структуру, створення якої стало можливим із розвитком інтегральної технології: це вже, фактично, інтегральна мікросхема. Таку структуру ще називають схемою псевдо-Дарлінгтона, хоча вірніше було б назвати її схемою псевдо-Шиклаї (див. рис. 2.24, а та рис. 2.25).

Головне, чим відрізняється IGBT-структура у порівнянні з МДН-транзистором – це наявність неосновних носіїв, що накопичені в базових областях біполярних транзисторів у ввімкненому стані. Тому швидке польове вимикання МДН-складової структури призводить до відсічки базової області біполярного транзистора та подальшого зменшення накопиченого заряду тільки на підставі рекомбінаційних ефектів. Це в свою чергу визначає наявність додаткової фази у струмі приладу, що вимикається, яка називається хвостовою частиною колекторного струму (*tail current*), що погіршує частотні властивості структури IGBT (рис. 2.36).

Різний технологічний підхід у реалізації IGBT з зменшеним часом життя носіїв, що знижує фазу «хвостового» струму, призвів до появи двох найбільш розповсюджених в наш час різновидів їхніх структур.

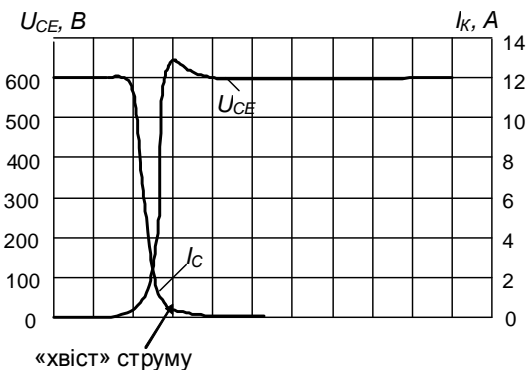


Рис. 2.36 - Залишковий колекторний струм («хвіст» струму) при вимиканні БТІЗ

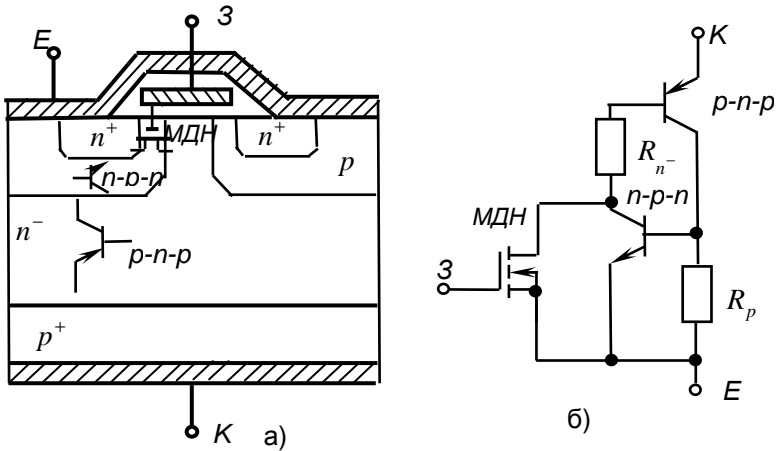


Рис. 2.38 – NPT-структура IGBT (а) та її еквівалентна схема (б)

гомогенність, визначає загальну назву даних структур. Колекторний p^+ -шар в NPT-приладі створюється додатково зі зворотного боку вихідної підложки, при цьому спеціальних заходів для зменшення часу життя не застосовують.

Кожна з розглянутих структур IGBT має свої переваги та недоліки. При робочих напругах до 600 В PT-структури дозволяють отримати найменші залишкові падіння напруги. NPT-структура частіше використовується у високовольтних приладах (1200 В і більше). При цьому забезпечуються хороші динамічні властивості, наприклад слабка температурна залежність амплітуди та тривалості залишкового («хвостового») струму при вимиканні.

Основними напрямками в розробці декількох поколінь IGBT є зменшення напруги відкритого стану та підвищення робочої частоти за умови збереження стабільності та надійності роботи.

При розрахунку силових електронних пристроїв одним із основних параметрів електронних ключових приладів, що визначає втрати енергії у приладі, а, отже, ступінь його нагріву, є падіння напруги на приладі у відкритому стані, для транзисторів – у режимі насичення.

З наведених на рис. 2.37,г вихідних ВАХ БТІЗ типу SKM 500 GA-3 фірми SEMIKRON (Німеччина), максимальне значення струму колектора якого становить 550 А, видно (тут показано початкові ділянки ВАХ), що падіння напруги на транзисторі у режимі насичення є досить

значним (сягає 3,0 В). Це пояснюється наявністю в області колектора БТІЗ базо-емітерного p - n переходу біполярного транзистора p - n - p типу. Значення падіння напруги залежить від площі p - n переходу і об'єму n -шару.

Аналогічні параметри біполярних транзисторів кращі (падіння напруги у режимі насичення складає від 0,2 В). У традиційних тиристорів вони також кращі (падіння становить від 1 В – у порівнянні з біполярними транзисторами воно збільшене на падіння на базо-емітерному переході біполярного транзистора p - n - p типу, що зрозуміло з еквівалентної схеми тиристора, наведеної далі на рис. 2.41,б). У тиристорів, призначених для роботи на підвищених частотах (сотні герц), падіння приблизно таке ж, як і у БТІЗ.

А взагалі вихідні ВАХ БТІЗ, якщо не враховувати наведеного вище, подібні до вихідних ВАХ ПТ з ізолюваним затвором.

Окрім дискретного виконання, БТІЗ також виробляють і у вигляді модулів, в яких міститься від одного до семи транзисторів, а також зворотні діоди (див. V_D на рис. 2.24,б). Це дозволяє зменшити габарити електронних пристроїв.

Також зазначимо, що фірмою Toshiba semiconductor розроблено біполярний транзистор з ізолюваним затвором та збільшеною інжекцією IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor). Цей прилад має пряму (залишкову) напругу і густину струму, що відповідають потужним біполярним (звичайним) тиристорам, а динамічні параметри перемикавання характерні для IGBT. Зараз випускається кілька типів IEGT-модулів притискної та паяної конструкції, у тому числі і надпотужних на струм 750 А і напругу 6,5 кВ.

У поєднанні з широкою номенклатурою типових керуючих пристроїв у мікровиконанні БТІЗ у наш час якнайширше застосовують у пристроях енергетичної електроніки. Основні параметри БТІЗ наведені у табл. 2.4.

Таблиця 2.4 – Основні параметри БТІЗ (IGBT)

Найменування параметрів	Позначення у довідковій літературі	Змісто́ве значення параметра	Характерні значення для транзистора на струм 360 А та напругу 1700 В
1	2	3	4
Постійний струм колектора, А	$I_{C \max}$	Струм колектора, що не викликає перевищення допустимої температури	360

Продовження табл. 2.4.

1	2	3	4
Імпульсний струм колектора, А	I_{Cpulse}	Допустимий імпульсний струм колектора, що обмежений у часі (як правило 1 мс), який не викликає перевищення допустимої температури	720
Напруга колектор-емітер, В	V_{CEmax}	Максимальна напруга колектор-емітер	1700
Напруга затвор-емітер, В	V_{GE}	Діапазон допустимої напруги керування	± 20
Потужність, що розсіюється, Вт	P_{tot}	Максимально допустима потужність, виділення якої у транзисторі не призводить до його руйнування	3600
Початковий струм колектора, мА	I_{CES}	Струм колектора за напруги керування, що дорівнює нулю	6
Струм витоку затвора, нА	I_{GES}	Струм витоку затвора при номінальній напрузі	300
Напруга колектор-емітер насичення, В	$V_{CE(sat)}$	Напруга колектор-емітер у відкритому стані при протіканні номінального струму колектора	3,2
Вхідна ємність, пФ	C_{ies}	Сумарна ємність затвор-колектор та затвор-емітер	49200
Час затримки вмикання, мкс	$t_{d(on)}$	Час між поданням імпульсу керування та початком зростання струму колектора	0,1
Час наростання, мкс	t_r	Час наростання струму колектора	0,1
Час затримки на вимикання, мкс	$t_{d(off)}$	Час від початку спадання імпульсу керування до початку зниження струму колектора	0,4
Час спадання, мкс	t_f	Час спадання струму колектора	0,5
Енергія втрат при вмиканні, Дж	E_{ON}	Енергія втрат при вмиканні за заданим режимом навантаження та керування	$E_{ON} + E_{OFF} = 70 \cdot 10^{-3}$
Енергія втрат при вимиканні, Дж	E_{OFF}	Енергія втрат при вимиканні за заданим режимом навантаження та керування	

2.6. Динамічні режими роботи транзисторів

Перехід транзистора із вимкненого стану в увімкнений відбувається не миттєво, а за визначений для кожного типу транзистора час. Інерційність перехідних процесів зумовлена інерційністю процесів зміни концентрації носіїв електричних зарядів у структурі транзистора та наявністю в ній внутрішніх (власних) ємностей. На рис. 2.39,а наведено схему заміщення біполярного транзистора, що враховує ємності, які називаються деколи «паразитними».

Відомо, що на динамічні режими роботи ключів впливають як їхня власна швидкодія, так і параметри зовнішнього середовища, у якому відбувається комутація. У даному випадку розглядаються процеси, що зумовлюють швидкодію біполярних транзисторів як ключових приладів. Для якісної оцінки приймаються допущення про активний характер навантаження.

Вмикання біполярного транзистора. Припустимо, що транзистор при $t < t_0$ знаходиться у режимі відсічки (є вимкненим) та у момент часу $t = t_0$ (рис. 2.39,б) у базу транзистора від джерела струму керування надходить імпульс

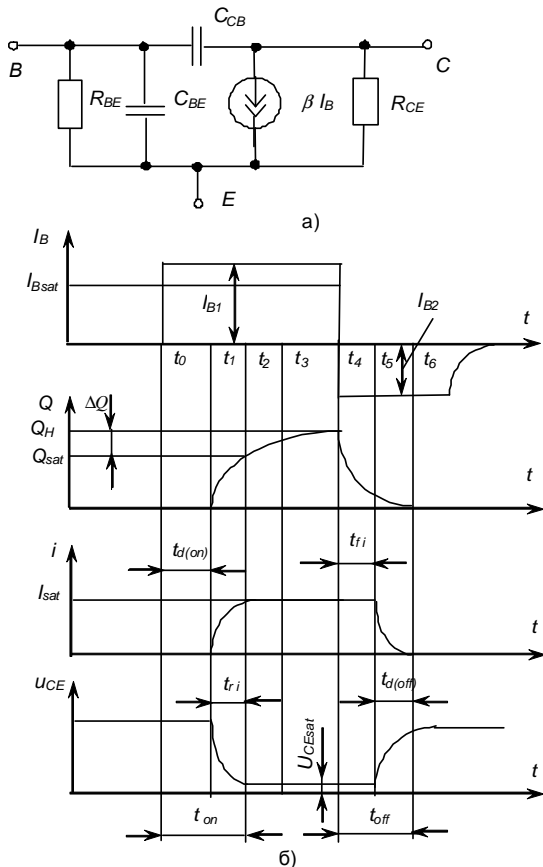


Рис. 2.39 – Динамічні процеси в біполярному транзисторі: схема заміщення (а), діаграми процесів (б)

струму з ідеально крутим фронтом та значенням $I_{B1} > I_{Bsat}$ ($I_{Bsat} = I_{BH}$). Напруга на входному конденсаторі C_{BE} (рис. 2.39,а) не може змінитися стрибком, тому починається процес його заряду до деякої напруги $U_{BEsat} = 0,5...0,6$ В для кремнієвих транзисторів, при якому починається збільшення струму бази безпосередньо в структурі транзистора (момент t_1).

Цей процес визначає час затримки на вмикання $t_{d(on)}$. У момент часу $t = t_2$ заряд у базі Q досягає граничного значення Q_{sat} , що відповідає режиму насичення. При цьому подальше зростання струму колектора i_C практично припиняється, а накопичення надлишкового заряду ΔQ у базі буде продовжуватися до моменту часу $t = t_3$.

Час наростання струму колектора i_C при $I_B > I_{Bsat}$ також називають фронтом вмикання транзистора t_{ri} . Час вмикання t_{on} складається з часу затримки на вмикання та часу наростання струму колектора $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri}$.

Якщо врахувати інерційність, що створюється вихідною ємністю транзистора C_{CR} , остаточне спадання напруги u_{CE} буде відбуватися пізніше.

Вимикання біполярного транзистора. Припустимо, що у момент часу $t = t_4$ у базу насиченого транзистора поступає негативний (той що запирає) імпульс струму I_{B2} . Під дією цього струму починається інтенсивне розсмоктування надлишкового заряду ΔQ до значення заряду $Q = Q_{sat}$. В цей момент часу ($t = t_5$) транзистор починає виходити з насичення. Загальний час розсмоктування надлишкового заряду відповідає часу затримки на вимикання $t_{d(off)}$.

Загальний час вимикання транзистора

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_{fi},$$

де t_{fi} – тривалість спаду струму колектора до настання режиму відсічки, тобто тривалість фронту вимикання.

Відновлення вихідної напруги u_{CE} закінчиться пізніше моменту, коли струм $i_C = 0$ через наявність власної вихідної ємності транзистора.

З наданих співвідношень для t_{on} та t_{off} випливає, що на швидкодію

біполярного транзистора суттєвий вплив мають коефіцієнт насичення та струм керування, що надходить у базу.

Вмикання МДН – транзистора. Відсутність явищ накопичення та розсмоктування носіїв зумовлює високу швидкодію усіх польових транзисторів. Однак, через конструктивні особливості значення власних міжелектродних ємностей у цих транзисторах більше, ніж у біполярних. На рис. 2.40,а наведена схема заміщення МДН-транзистора, що враховує його міжелектродні ємності.

Припустимо, що МДН-транзистор знаходиться у стані відсічки (є закритим). У момент часу $t = t_0$ (рис. 2.40,б) на його затвор подається сиг-

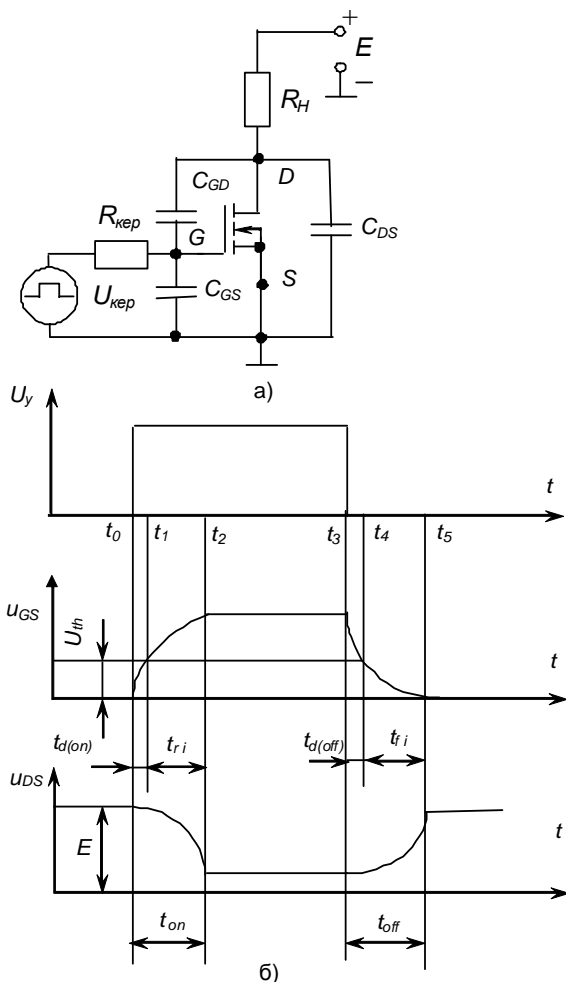


Рис. 2.40 – Динамічні процеси в МДН-транзисторі: схема заміщення (а), діаграми процесів (б)

нал керування від джерела напруги $U_{кер}$ із внутрішнім опором $R_{кер}$. Починається заряд вхідної ємності C_{iss} , яка при $R_{кер} \gg R_H$ може бути визначена як

$$C_{iss} = C_{GD} + C_{GS}. \quad (2.25)$$

Коли напруга на затворі транзистора досягне порогового значення U_{th} у момент часу $t = t_1$, транзистор виходить з режиму відсічки і починається спадання напруги стік-витік u_{DS} . Інтервал часу $t_0 - t_1$ відповідає часу затримки на вмикання транзистора $t_{d(on)}$.

При подальшому збільшенні u_{GS} транзистор у момент часу $t = t_2$ переходить у відкритий стан. Цей інтервал часу відповідає фронту вмикання транзистора t_{ri} . Загальний час вмикання $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri}$. При вмиканні МДН-транзистора головним фактором, що визначає його швидкодію, є швидкість заряду вхідної ємності C_{iss} . При цьому необхідно зазначити, що ємність C_{GD} має нелінійну залежність від напруги затвор-стік і з відкриттям транзистора, коли напруга затвор-стік зменшується, ємність C_{GD} різко збільшується. Це призводить до необхідності введення додаткового заряду у затвор від джерела керуючого сигналу. На честь вченого, що досліджував цей ефект, його називають ефектом Міллера, а ємність C_{GD} – ємністю Міллера. Швидкість заряду ємності затвору визначається параметрами джерела сигналу керування, тому в колах підвищення швидкодії часто використовують форсування вмикання цього транзистора від джерела струму на початковому інтервалі вмикання з подальшою підтримкою необхідного сигналу керування від джерела напруги малої потужності.

Вимикання МДН-транзистора. При стрибкоподібній зміні сигналу керування до нуля у момент часу $t = t_3$ починається вимикання транзистора (див. рис. 2.40,б). Спочатку також буде інтервал затримки $t_3 - t_4$ ($t_{d(off)}$), доки напруга на затворі не досягне граничного значення u_{th} , при якому транзистор переходить в активний режим. Подальше спадання напруги на затворі переводить транзистор в момент часу

$t = t_5$ у режим відсічки, тобто у вимкнений стан. Інтервал часу $t_4 - t_5$ відповідає фронту вимикання транзистора t_{fi} . Загальний час вимикання $t_{off} = t_{d(off)} + t_{fi}$. На тривалість зростання напруги u_{DS} можуть впливати вихідна ємність транзистора C_{DS} та опір навантаження R_H .

Швидкодія БТІЗ визначається значною мірою тим, що вони поєднують властивості біполярних та польових транзисторів. На початку вмикання перехідні процеси БТІЗ та МДН-транзистора схожі. На кінцевому інтервалі процесу вмикання у перехідному процесі БТІЗ починають переважати властивості біполярного транзистора. Це призводить до стримання спадання напруги колектор-емітер, тому що перехід біполярного транзистора з активного режиму у насичений відбувається повільніше. При вимиканні також характер перехідного процесу спочатку схожий з процесом у польовому транзисторі, а на кінцевому інтервалі – у біполярному через накопичення надлишкових зарядів в однієї з областей його структури (рис. 2.36).

2.7. Перемикаючі напівпровідникові прилади (тиристори)

Тиристор (від грецького *thyra* – двері + резистор) – це напівпровідниковий прилад, що має багатшарову структуру і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Його використовують як перемикач струму.

Тиристори бувають двоелектродні (або діодні) – диністори та триелектродні (або тріодні) – триністори.

2.7.1. Диністори

Двоелектродний тиристор (диністор) вперше було описано Дж. Моллом (США) у 1956 році.

Диністор має чотиришарову структуру, як зображено на рис. 2.41. У нього є три p - n переходи, причому, за зазначеної полярності джерела напруги U_A , два крайні з них (Π_1 і Π_3) зміщені у прямому напрямку, а середній (Π_2) – у зворотному (рис. 2.41,а).

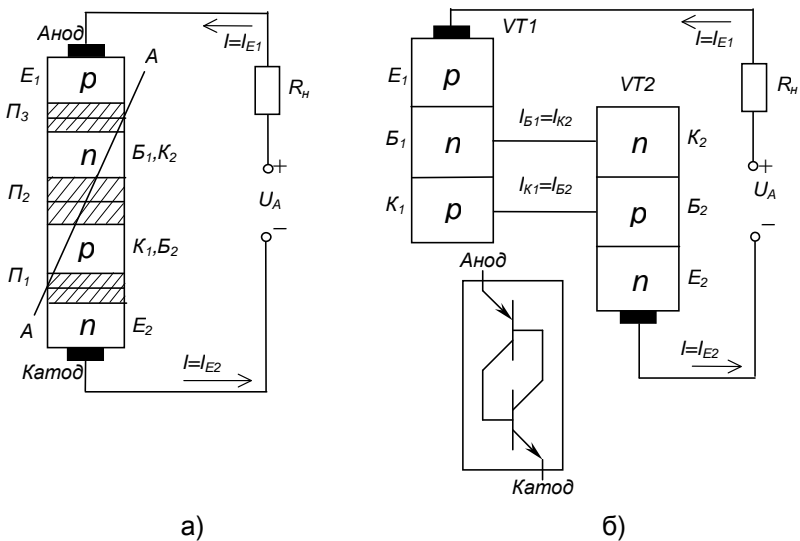


Рис. 2.41 – Структура диністора (а) та його модель у вигляді двох транзисторів (б)

Таку структуру можна представити у вигляді еквівалентної схеми (моделі), що складається з двох транзисторів $VT1$ та $VT2$ p - n - p та n - p - n типу відповідно (рис. 2.41,б). Цю модель можна отримати, якщо подумки розітнути прилад уздовж площини A - A , а потім обидві частини електрично з'єднати. При цьому виходить, що переходи Π_1 і Π_3 є емітерними переходами транзисторів, а перехід Π_2 для обох транзисторів є колекторним.

Зона бази B_1 транзистора $VT1$ водночас є колекторною зоною транзистора $VT2$, а зона бази B_2 транзистора $VT2$ – колекторною зоною транзистора $VT1$.

Відповідно колекторний струм першого транзистора є базовим для другого $I_{K1} = I_{B2}$, а колекторний струм другого транзистора – базовим першого $I_{K2} = I_{B1}$. Таке вмикання забезпечує внутрішній позитивний зворотний зв'язок: якщо відкривається хоча б один транзистор, то надалі вони будуть підтримувати один одного у ввімкненому стані (у режимі насичення).

Струм диністора – це емітерний струм першого транзистора I_{E1} або другого I_{E2} . У той же час він складається з двох колекторних струмів $I_{K1} = \alpha_I I_{E1}$

та $I_{K2} = \alpha_2 I_{E2}$, де α_1 і α_2 – коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів $VT1$ і $VT2$ відповідно. Крім того, до складу струму диністора I входить початковий некерований (тепловий) струм колекторного переходу I_{K0} .

Таким чином, можна записати

$$I = \alpha_2 I_{E1} + \alpha_2 I_{E1} + I_{K0}, \quad (2.26)$$

$I_{E1} = I_{E2} = I$, а значить

$$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{K0} = I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{K0}, \quad (2.27)$$

звідки

$$I = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (2.28)$$

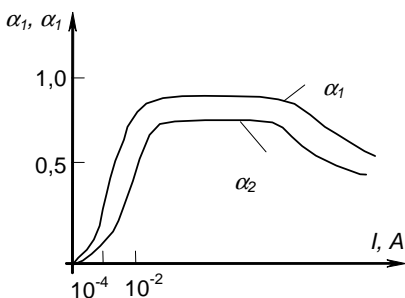


Рис. 2.42 – Залежність α_1 та α_2 від струму диністора

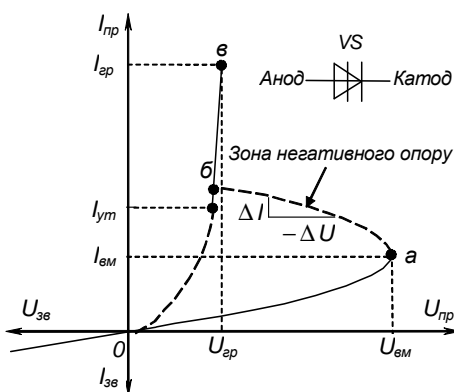


Рис. 2.43 – ВАХ диністора та його умовне позначення

$U_{вм}$ – напруга вмикання диністора;

Проаналізуємо вираз (2.28), використовуючи графіки залежності α_1 та α_2 від струму диністора, наведені на рис. 2.42.

Для малих значень струмів $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$. Зі зростанням напруги на диністорі коефіцієнти α_1 та α_2 зростають (за рахунок звуження баз транзисторів через розширення зворотно зміщеного переходу P_2), а отже, зростає і струм через диністор I .

При деякому значенні струму, що називається струмом вмикання диністора $I_{вм}$, отримуємо $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, і вихідний струм мав би зрости до нескінченності, якби не обмежуюча дія опору навантаження R_n . Надалі прилад утримується в увімкненому стані за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку.

ВАХ диністора наведена на рис. 2.43, на якому позначено:

$I_{вм}$ – струм вмикання;

$I_{ум}$ – струм утримання;

$I_{ср}$ – гранично допустимий струм приладу;

$U_{ср}$ – падіння напруги на диністорі, що відповідає $I_{ср}$.

Ділянка *oa* ВАХ відповідає закритому стану диністора, ділянка *ab* - лавиноподібному перемикачню приладу (ділянка з **негативним опором**, бо тут $R = -\Delta U / \Delta I$ – величина негативна). Ділянка *бв*, подібна відрізка ВАХ діода, відповідає увімкненому стану диністора, вона є робочою ділянкою характеристики.

Для вимикання приладу (переведення його у непровідний стан) струм у його колі повинен стати меншим за струм утримання. Основні параметри диністора:

- напруга вмикання диністора $U_{вм}$, що становить (20÷1000) В;

- максимальне середнє значення прямого струму за заданих умов охолодження $I_{пр max}$, складає (0,1÷2) А;

- струм утримання $I_{ум}$ – мінімальний прямий струм увімкненого диністора, при подальшому зниженні якого диністор переходить у непровідний стан, складає (0,01÷0,1) А;

- максимальне допустиме амплітудне значення зворотної напруги $U_{зв max}$, сягає до 1000 В;

- час вмикання, тобто час переходу від закритого стану до відкритого, знаходиться у межах (1÷10) мкс.

2.7.2. Триністор (керований діод)

Диністори не знайшли широкого розповсюдження (використовувались для фіксування досягнення напругою певного значення). Проте тріодний тиристор (триністор), що є керованим перемикаючим приладом і частіше називається просто тиристором, став основою енергетичної електроніки 80-х років минулого століття.

Триністор – це чотиришаровий перемикаючий прилад, у якого від однієї з базових зон зроблено вивід – керуючий електрод.

На відміну від диністора окрім силового кола «анод-катод» він має ще й коло керування «керуючий електрод-катод».

Структура та умовне позначення триністора (надалі **тиристора**, бо так його найчастіше називають) наведені на рис. 2.44.

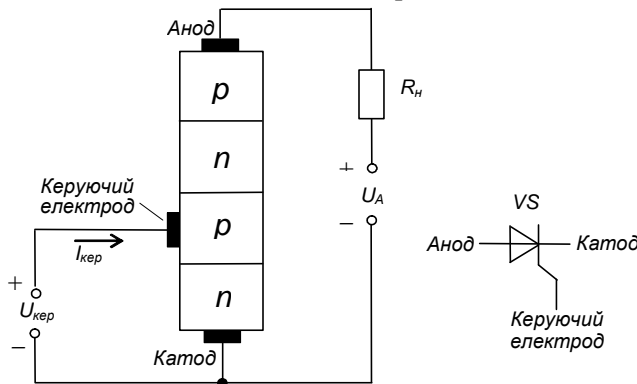


Рис. 2.44 – Структура та умовне позначення тиристора

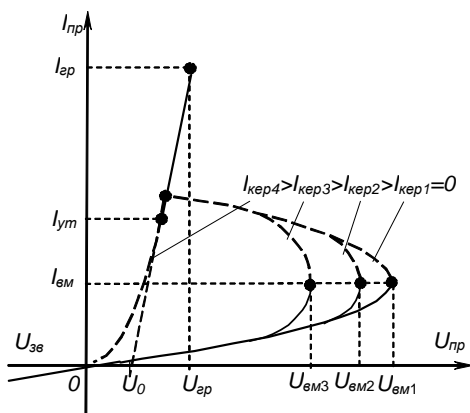
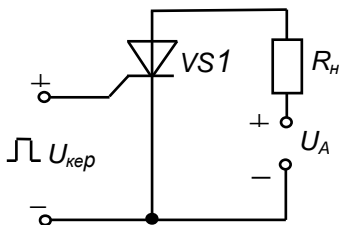


Рис. 2.45 – ВАХ тиристора

Подаючи між керуючим електродом та катодом пряму напругу на p - n перехід, що працює у прямому напрямку (змінюючи струм керування), можна регулювати значення напруги вмикання $U_{вм}$. Цю властивість тиристора демонструє його ВАХ, наведена на рис. 2.45. Слід зазначити, що практично застосовують режим вмикання, що відповідає струмові керування $I_{кер4}$ на рис. 2.45.

Схему вмикання тиристора зображено на рис. 2.46. Працює тут тиристор наступним чином.



Якщо подати на керуюче коло імпульс прямої напруги, тиристор вмикається і залишається увімкненим після зняття сигналу керування за рахунок дії внутрішнього позитивного зворотного зв'язку (див. рис. 2.41).

Вимкнути тиристор можна лише зни-

женням струму у його анодному колі нижче струму утримання.

У колах постійного струму вимикання тиристора здійснюється шляхом вмикання паралельно тиристорі попередньо зарядженого конденсатора з напругою, полярність якої зворотна відносно тиристора (**примусова комутація**).

У колах змінного струму вимикання тиристора здійснюється природно в момент проходження струму через нуль (**невимушена комутація**) – тому найширшого використання тиристори набули саме у колах змінного струму як напівкеровані електронні перемикачі, бо діючи на коло керування, їх можна лише вмикати.

На рис. 2.47 наведено спрощену схему **однофазного регулятора** та часові діаграми його роботи. Змінюючи затримку подачі сигналу керування відносно переходу напруги мережі u_m через нуль – **кут керування** α – від 0 до π , можна регулювати напругу на навантаженні u_n від нуля до максимуму.

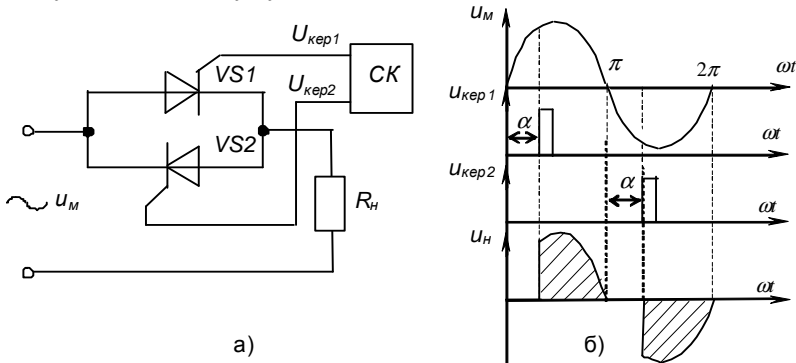


Рис. 2.47 – Однофазний регулятор: а) електрична схема; б) часові діаграми роботи

Тиристори мають біля ста параметрів. Наведемо основні з них.

1. Статичні параметри:

– струм вмикання $I_{ам}$ (I_L) – номінальний струм аноду, при якому тиристор утримуються у відкритому стані відразу після вмикання ($0,01 \div 0,5$ А);

– струм утримання $I_{ут}$ (I_H) (мінімальний прямий струм увімкненого тиристора за розімкненого кола керування, при подальшому зниженні якого тиристор переходить у непровідний стан), становить ($0,01 \div 0,4$ А);

– порогова напруга U_0 , сягає 1 В.

2. Граничні параметри:

– максимально допустиме значення середнього струму через тиристор за певних умов охолодження, що не призводить до перевищення температурою тиристора допустимого рівня $I_{сеп}$, (I_{TAV}), складає (0,1÷3200) А;

– максимальний діючий струм $I_{діюч}$, (I_{TAMS}), складає (0,1÷4200) А;

– імпульсна напруга у закритому стані, що повторюється, U_n (V_{DRM}), складає (100 ÷ 10000) В;

– струм робочого перевантаження, сягає $3I_{сеп}$;

– ударний струм у відкритому стані, що не повторюється, $I_{удар}$, (I_{TSM}), сягає $20I_{сеп}$;

– допустима середня потужність втрат у відкритому стані P_A .

3. Динамічні параметри:

– час вмикання $t_{вм}$ (t_{gt}) (час переходу тиристора з непровідного стану у провідний), що становить (1 ÷ 10) мкс;

– час вимикання $t_{вим}$ (t_q) (мінімальний проміжок часу між проходженням через нуль прямого струму та повторним прикладанням напруги до тиристора (див. рис. 2.48), що не викликає самовільного вмикання приладу – час відновлення запірних властивостей), становить (10 ÷ 500) мкс;

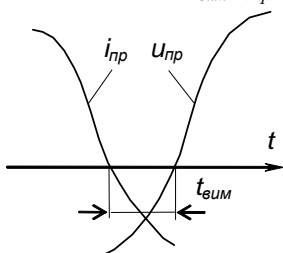


Рис. 2.48 – Часова діаграма вимикання тиристора

– допустима швидкість зростання відновлюваної напруги на тиристорі, що не призводить до його самовільного вмикання за рахунок ємнісного струму зміщення структури

(що являє собою паразитний конденсатор) та внутрішнього позитивного зворотного зв'язку $(du/dt)_{крит}$ ($(di/dt)_{crit}$), становить (20-1000) В/мкс (для гарантованого забезпечення неперевихнення її допустимого значення паралельно з тиристором зазвичай вмикають захисний RC-ланцюжок – **снабер**);

– допустима швидкість зростання прямого струму, що не призводить до виходу тиристора з ладу за рахунок локального перегріву структури $(di/dt)_{крит}$ ($(du/dt)_{crit}$), становить (10 ÷ 70) А/мкс (для гарантованого забезпечення неперевихнення її допустимого значення послі-

довно з тиристором вмикають невелику індуктивність – захисний дросель).

4. Параметри кола керування – це значення постійного та імпульсного струмів і напруги кола керування при напрузі джерела у ньому 12 В (для потужних тиристорів $I_{кер}$, (I_G), становить (0,3 ÷ 0,7) А, $U_{кер}$, (V_G), становить (5 ÷ 7) В).

Слід зазначити, що тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора – зазвичай складає (15 ÷ 20) мкс для активного навантаження.

2.7.3. Динамічні характеристики тиристора

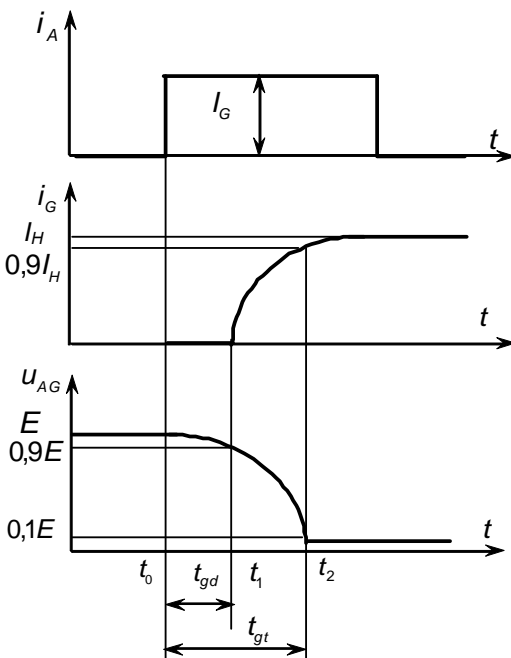


Рис. 2.49 – Діаграми процесів вмикання тиристора

Вмикання звичайного тиристора здійснюється при подачі імпульсу струму у коло керування. На рис. 2.49 наведено часові діаграми струму та напруги тиристора при його вмиканні. Час вмикання складається з часу затримки t_{gd} та часу наростання струму i_A . Час затримки визначається від моменту часу $t = t_0$ подачі струму керування i_G (на рис. 2.49 цей імпульс має ідеально крутий фронт) до початку спаду напруги анод-катод тиристора u_{AC} до 10 % початкового значення. Наростання струму тиристора

i_A закінчується у момент часу $t = t_2$, коли напруга u_{AC} спаде до 10 % початкового значення, а струм i_A досягне 90 % від сталого значення.

На тривалість перехідного процесу значний вплив має характер навантаження (активний, індуктивний та ін.), амплітуда та швидкість наростання імпульсу струму керування i_G , напруга, струм навантаження та температура. У колі, що містить тиристор, не повинно з'являтися недопустимих значень швидкості наростання прямої напруги du_{AC}/dt , при яких може відбуватися несанкціоноване вмикання тиристора при відсутності сигналу керування та швидкості наростання струму di_A/dt , при перевищенні якої струм аноду не встигає розповсюдитися по всьому об'єму кристалу тиристора, що викликає локально пропалювання структури.

Обидва ці параметри наводяться у паспортних даних конкретних тиристорів. У той же час крутизна фронту сигналу керування повинна бути високою.

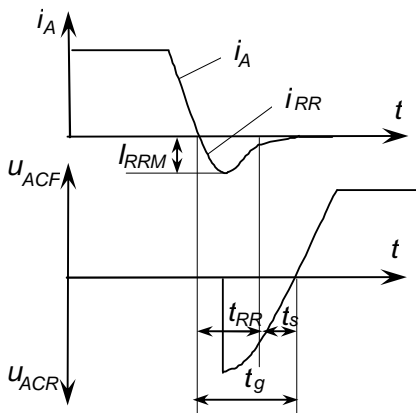


Рис. 2.50 – Діаграми процесів вимикання тиристора

Процеси вмикання тиристора та діода подібні. На рис. 2.50 наведені часові діаграми вмикання тиристора під впливом зворотної напруги анод-катод u_{ACR} з подальшою дією прямої напруги анод-катод u_{ACF} .

На початку прямий струм знижується за визначеною параметрами комутуємого кола швидкістю di_A/dt до нуля. Потім йде процес зворотного відновлення за час t_{RR} , коли протікає зворотний струм відновлення i_{RR} . У подальшому відбувається рекомбінація надлишкових носіїв за час t_s .

Час вмикання – $t_q = t_{RR} + t_s$. Після закінчення цього часу тиристор спроможний витримувати у закритому стані пряму напругу, що наростає зі швидкістю du_{ACF}/dt , яка не перебільшую допустиме значення. Якщо до тиристора буде прикладено пряму напругу u_{ACF} раніше часу t_s , то тиристор перейде у провідний стан без подачі імпульсу керування, що у більшості випадків призведе до збою у роботі схеми (несанк-

ціоноване вмикання). На час вимикання t_q впливають температура, швидкість спаду прямого струму, наростання прямої напруги та інші параметри.

2.7.4. Спеціальні типи тиристорів (симістор, фототиристор, двоопераційний тиристор, оптронний тиристор)

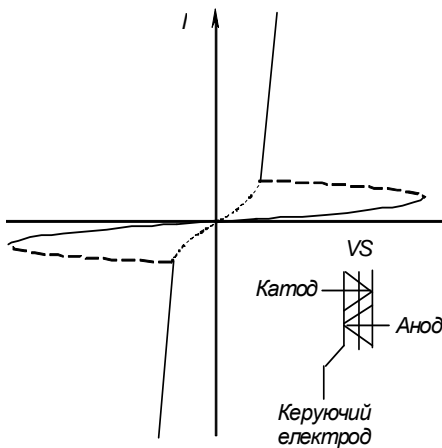


Рис. 2.51 – ВАХ симістора та його умовне позначення

Симістор або симетричний тиристор – прилад, що є керованим як при позитивній, так і при негативній напрузі на ньому. ВАХ симістора та його умовне позначення наведено на рис. 2.51.

Прилад становить собою п'ятишарову структуру. Його параметри подібні до параметрів тиристора.

Фототиристор – прилад, що керується світловим потоком, який подається на структуру по світловоду. Параметри його силового кола приблизно такі ж, як і у тиристора. Умовне позначення фототиристора наведене на рис. 2.52,а.

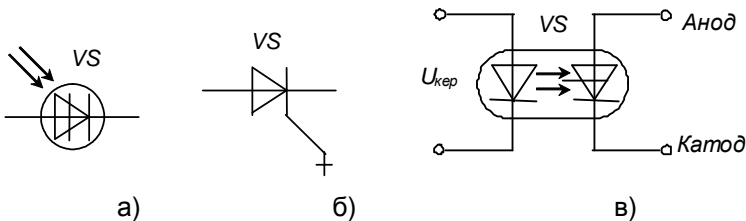


Рис. 2.52 – Умовні позначення фототиристора (а), двоопераційного (б) та оптронного (в) тиристорів

Двоопераційний тиристор – прилад, що не тільки вмикається, але й вимикається керуючим сигналом: вмикається як і звичайний тиристор, а вимикається подачею в коло керування імпульсу негативної на-

пруги, чим забезпечується переривання струму в структурі за рахунок відведення об'ємного заряду з бази. Умовне позначення двоопераційного тиристора наведено на рис. 2.52,б.

Двоопераційні тиристори (що запираються), так само, як і звичайні мають чотиришарову $p-n-p-n$ структуру. Однак, для збільшення ефекту її запирання негативним струмом керування, використовують багато-канальну структуру з практично однорідними властивостями складових ланок. В залежності від зворотної блокувальної здатності тиристора використовують два основних типа базових ланок, поданих на рис. 2.53. Дані ланки мають вертикальну структуру з планарним розташуванням катодного та керуючого електродів, як правило, розраховані на струм до 2 А.

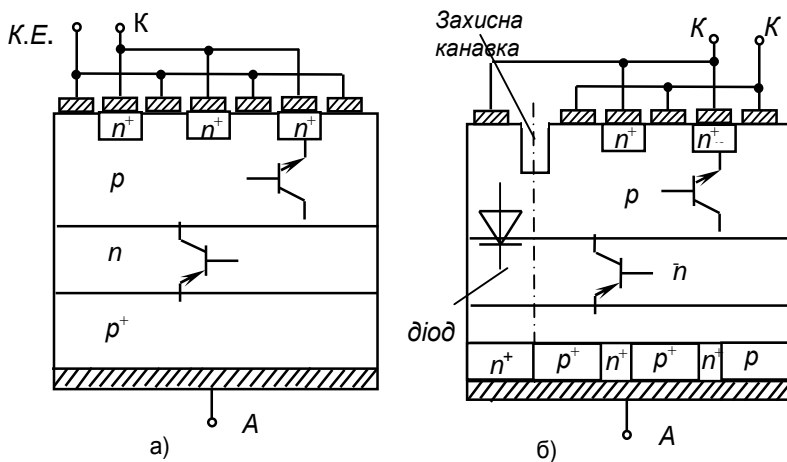


Рис. 2.53 – Структури двоопераційного тиристора GTO: зі зворотною блокувальною здатністю (а) та зі зворотною провідністю (б)

Фізичні процеси, що протікають у структурах тиристорів, що запираються, багато у чому аналогічні вже розглянутим для одноопераційного приладу. Винятком є процес переривання анодного струму негативним струмом керування. Вважаємо, що до початку процесу вимикання обидва транзистора $p-n-p-n$ - структури знаходяться у стані насичення (центральный перехід має позитивний зсув). При достатній амплітуді та тривалості струму запирання, а також рівномірності його розподілу за однорідними комірками надлишкова концентрація неос-

новних носіїв спочатку знижується до нуля поблизу центрального переходу структури.

При цьому колекторні переходи обох транзисторів одночасно зміщуються у зворотному напрямку, сприймаючи частину зовнішньої анодної напруги. Обидва транзистори починають працювати у активному режимі, тому у структурі з'являється позитивний зворотний зв'язок при негативному базовому струмі у $n-p-n$ транзисторі. Внаслідок лавиноподібного зменшення зарядів у базових областях анодний струм тиристора починає регенеративно знижуватися. Складовий $n-p-n$ транзистор першим попадає у область відсічки. Дія позитивного зворотного зв'язку припиняється і подальше спадання анодного струму визна-

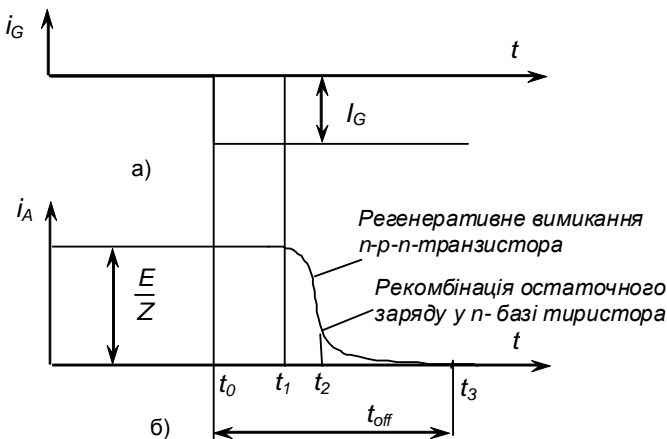


Рис. 2.54 – Діаграми негативного струму керування (а) та анодного струму при вимканні (б)

(Gate Turn-Off Thyristor). Такі тиристори масово випускаються на струми до 2,5 кА та напруги до 4,5 В з часом вимкання до 15 мкс. Їхнє застосування дає змогу спростити схему перетворення струму, бо не потрібні пристрої примусової комутації для створення зворотної напруги при вимканні тиристорів. Недоліком є невеликий коефіцієнт підсилення по вимканню – до 5. Компанія Mitsubishi Electric вже розробила та випускає GTO на струм 6 кА та напругу 6 кВ з коефіцієнтом підсилення (5 – 6) і часом вимкання до 5 мкс.

Наприкінці 90-х рр. XX ст. цією ж фірмою розроблені тиристорні структури, що запираються з комутацією струму в затвор керування,

частіше рекомбінацією залишкового заряду у n -базі тиристора (рис. 2.54). З наведених діаграм випливає, що час вимкання тиристора

$$t_{off} = t_3 - t_0.$$

Скорочена назва двооперативного тиристора – GTO

тобто з коефіцієнтом підсилення, що дорівнює 1, і мають назву GCT (Gate Communicated Turn-Off Thyristor).

Однак, робота GCT можлива тільки за спеціальної конструкції корпусу електрода керування, яка забезпечує зниження індуктивності виводів до (2 – 4) мкГн. Це легко вирішується поєднанням GCT і пристрою формування імпульсів керування (драйвера) в єдиній конструкції, що називається інтегрованим GCT або IGCT (Integrated GCT). Такі тиристори, наприклад типу 5SHY 35L4510 (фірма ABB Switzerland Ltd Semiconductors, Швейцарія), працюють за напруги до 4,5 кВ і струму вимикання до 4 кА (допустимий струм перевантаження – 32 кА). Час вмикання і вимикання у них становить 10 мкс за мінімального періоду вмикання-вимикання 60 мкс. Тиристор комплектується драйвером з оптронним керуванням. У табл. 2.5 наведено основні параметри двоопераційних тиристорів.

Таблиця 2.5 – Основні параметри двоопераційних тиристорів

Найменування параметрів	Позначення у довідковій літературі	Змістове значення параметра	Характерні значення	
			GTO	GCT
1	2	3	4	5
Пряме падіння напруги, В	V_T	Напруга на ввімкненому тиристорі	3,9	2,7
Імпульсна напруга, що повторюється, у закритому стані, В	V_{DRM}	Цей параметр відноситься тільки до прямої імпульсної допустимої напруги у закритому стані	4500	4500
Імпульсна зворотна напруга, що повторюється, В	V_{RRM}	На відміну від звичайного тиристора цей параметр відрізняється за значенням від напруги у прямому напрямку	17	19
Максимальний середній струм, А	I_{TAV}	Середнє значення струму анода, що не призводить до перевищення допустимої температури структури	960	1400

Продовження таблиці 2.5

1	2	3	4	5
Максимальний діючий струм, А	I_{TRMS}	Діюче значення струму анода, що не призводить до перевищення допустимої температури структури	1510	2200
Максимальний допустимий струм запирання, А	I_{TQM}	Максимальний миттєвий прямий струм, який може вимкнути тиристор по колу керування	3000	4000
Імпульсний струм запирання, струм керування, А	I_{GQM}	Струм керуючого електрода, необхідний для вимикання максимального струму запирання	800	4000
Ударний прямий струм, що не повторюється, А	I_{TSM}	Струм, що з'являється однократно у аварійних режимах і не призводить до виходу тиристора з ладу, але при якому перевищується максимально допустима температура переходу	$4 \cdot 10^4$	$4 \cdot 10^4$
Захисний показник, $A^2 \cdot c$	$\int i^2 dt$	Використовується для вибору захисного запобіжника	$0,8 \cdot 10^6$	$0,8 \cdot 10^6$
Критична швидкість зростання струму у відкритому стані, А/мкс	$\frac{di}{dt}_{crit}$	Найбільше значення швидкості наростання струму у відкритому стані, яке тиристор витримує без ушкоджень	500	500
Час вмикання, мкс	t_{on}	Час, за який тиристор переходить з закритого стану у відкритий	100	10
Час вимикання, мкс	t_{off}	Час, за який тиристор переходить з відкритого стану в закритий	100	10

Оптронний тиристор – це поєднання світлодіода та фототиристора в одному корпусі. Якщо через світлодіод пропустити струм (під дією $U_{кер}$), він генеруватиме світловий потік, який при попаданні на структуру тиристора в зоні керуючого p - n переходу призведе до генерації в НП вільних носіїв заряду. Ці носії під дією прикладеної до тиристора

напруги створюють струм керування і тиристор вмикається. Головна перевага оптронних тиристорів (як і фототиристорів) – це відсутність гальванічного зв'язку між колом керування і силовим колом. Умовне позначення оптронного тиристора наведено на рис. 2.52,в.

Наявність у тиристорів внутрішнього позитивного зворотного зв'язку (зона негативного опору на ВАХ) надає їм кілька важливих властивостей. Головне: для вмикання тиристора достатньо в його коло керування подати короткий імпульс струму невеликої потужності. Далі відкритий стан підтримується за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку. Тому тиристори мають дуже великий коефіцієнт підсилення за потужністю (десятки тисяч).

Порівняно з транзисторами вони більш стійкі до перевантажень, але мають досить вузький діапазон робочих частот (від сотень герц до декількох кілогерц).

2.7.5. Електростатичні тиристори

Окрім розглянутих вище, в останній час в енергетичній електроніці використовують і деякі новітні види тиристорів, що з'явилися завдяки досягненням напівпровідникової технології. Це, наприклад, **електростатичні тиристори** (або *SITH*-тиристори – *Statik Induktion Thyristor*). Технологія їхнього виготовлення настільки складна, що опанована у світі лише декількома фірмами. Відповідно їхня вартість досить висока.

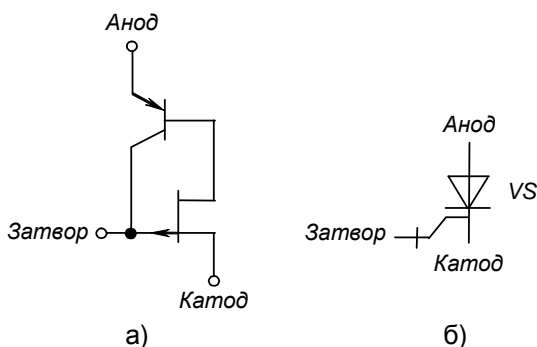


Рис. 2.55 – Еквівалентна схема (а) і позначення (б) електростатичного тиристора

тивної відносно катода напруги.

Еквівалентну схему і позначення такого тиристора наведено на рис. 2.55. У нормальному стані він проводить струм. Вимикання здійснюється подачею на керуючий електрод пози-

2.7.6. Запірний тиристор з МОН-керуванням

Найбільш перспективним із тиристорів для пристроїв енергетичної електроніки є тиристор, керований напругою – **запірний тиристор з МОН-керуванням** (МСТ - MOS - Controlled Thyristor).

МСТ являють собою новий клас комбінованих напівпровідникових приладів, що за потужністю та щільністю струму відповідають тиристорним аналогам, керованих по ізольованому полікремнієвому затвору. Існують різні підкласи цих приладів: p - та n -канальні, із симетричною та асиметричною здатністю блокувати, одно- чи двостороннім затвором керування, із різними засобами керування, наприклад, за допомогою світла. Всі ці прилади мають одну загальну властивість: вимкнення напівпровідникової структури забезпечується інтегрованим МДН-транзистором, який при увімкненні коротить один чи обидва емітерних переходи біполярних транзисторів еквівалентної схеми p - n - p -структури тиристора.

Найбільш широке використання набули p - та n -канальні МСТ. Їхні еквівалентні схеми та умовні позначення наведено на рис. 2.56.

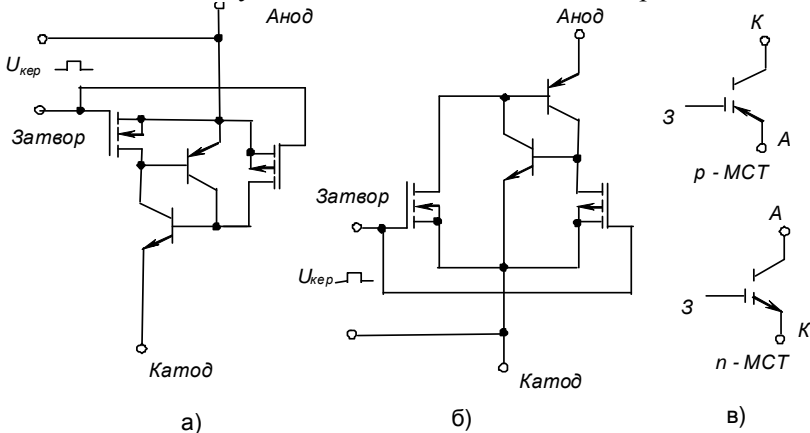


Рис. 2.56 – Еквівалентна схема структури p -канального МСТ (а), n -канального МСТ (б) та їхнє умовне позначення (в)

Ввімкнення p -канального МСТ забезпечується подачею на затвор по відношенню до аноду негативного імпульсу керування, а вимкнення – подачею на затвор позитивного імпульсу. У n -канальних МСТ керуюча напруга подається на затвор по відношенню до катоду, а поляр-

ність імпульсів, що вмикають та вимикають, буде протилежною, тобто такою, як у GTO-тиристорів.

Більш широкого розповсюдження набули p -канальні МСТ, вони суттєво переважають за перевантажувальною здатністю n -канальні МСТ, та краще працюють у високочастотних колах. Тому розглянемо принцип дії p -канального МСТ детальніше. Увімкнення його, як вказувалося вище, здійснюється подачею негативного відносно аноду імпульсу напруги ($U_{кер}$) на керуючий електрод (затвор) за наявності прямої напруги U_{CF} , прикладеної до МСТ. При цьому відбувається увімкнення правого МДН-транзистора, який відпирає нижній біполярний транзистор, що викликає у свою чергу увімкнення верхнього біполярного транзистора у режимі регенерації, як у звичайному тиристорі. Внаслідок цього МСТ переходить у провідний стан. Вимкнення МСТ здійснюється подачею позитивного імпульсу на затвор відносно аноду, що призводить до увімкнення лівого МДН-транзистора і розриву зворотного зв'язку (колектор верхнього – база нижнього біполярного транзистора). Внаслідок цього відбувається вимкнення МСТ.

На закінчення перерахуємо основні переваги, притаманні даній структурі польового тиристора у порівнянні із звичайними структурами SCR- та GTO-тиристорів. Він має порівняну з аналогами здатність блокувати до $8 \div 10$ кВ (як симетричну, так і односторонню), а крім того має переваги за прямим залишковим падінням напруги, ударним струмом та стійкістю до (di/dt) . Ці переваги забезпечуються зменшенням розмірів базових комірок. Здатність запираючого МДН-транзистора шунтувати дозволяє підтримувати здатність МСТ блокувати напругу при високих температурах. Випробування показали можливість переривання анодного струму амплітудою 80 А при 300°C . МСТ здатні витримувати $du/dt \geq 10 \text{ кВ/мкс}$ при 250°C . Робочий температурний діапазон складає $235 \div 275^\circ \text{C}$ зі здатністю блокувати відповідно від сотень до тисяч вольт.

2.8. Силкові напівпровідникові модулі

Для покращення техніко-економічних показників силових електронних пристроїв (перетворювачів, регуляторів та ін.) широко використовується інтеграція силових ключів, з'єднаних, як правило, за типо-

вими, розповсюдженими схемами. Інтегровані окремі прилади в одному, зазвичай, пластмасовому корпусі, з тепловідвідною основою називають **модулем**. При цьому металічна основа для відводу тепла відокремлюється від струмопровідних елементів спеціальним електроізоляційним шаром. Цей шар, з одного боку забезпечує необхідну електричну ізоляцію інтегрованих елементів, а з іншого добру теплопровідність між струмопровідними елементами та металічною основою для відводу тепла з модуля. Схеми з'єднання силових елементів у модулях відповідають типовим схемам перетворення параметрів електричної енергії (наприклад, однофазні та трифазні мостові схеми випрямлячів та інверторів, схеми двотактних ключових регуляторів та ін.). На рис. 2.57 зображені типові принципіальні схеми діодних, тиристорних і ді-

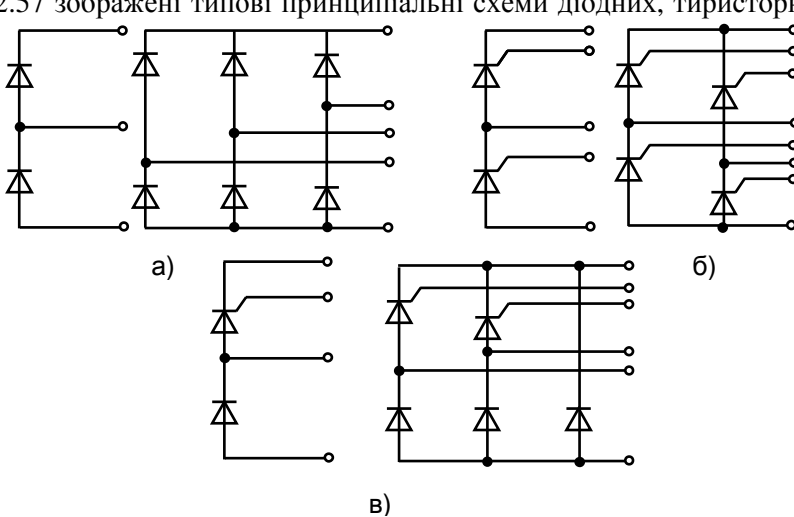


Рис. 2.57 – Приклади схем силових модулів: діодні (а), тиристорні (б) та діодно-тиристорні (в)

одно-тиристорних модулів. Аналогічні схеми використовуються також у транзисторних модулях. На основі послідовного та паралельного з'єднання транзисторів створюються модулі ключів з двонаправленою провідністю струму, здатних витримати як зворотну, так і пряму напругу в закритому стані для кола постійного та змінного струму – рис. 2.58.

Створення широкої гами модулів значно зменшує витрати на розробку та виготовлення силових електронних пристроїв.

Слід зазначити, що більшість сильноточних транзисторів є модулями з паралельним з'єднанням безкорпусних одиночних транзисторів. Особливо широко така інтеграція використовується при створенні сильноточних МОН-ПТ та МОН-БТ (БТІЗ).

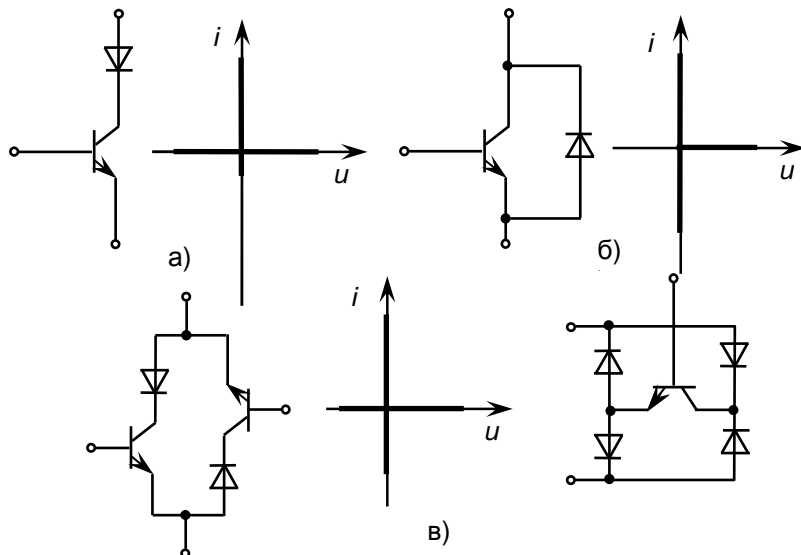


Рис. 2.58 – Ідеальні ВАХ силових модулів: однопровідний ключ, що блокує зворотну напругу (а); двопровідний ключ, що не блокує зворотну напругу (б); двопровідний ключ, що блокує зворотну напругу (в)

Конструктивно силові модулі, як правило, виготовляються у корпусах, призначених для поверхневого монтажу (рис. 2.59).

Розвиток високих технологій в області сигової електроніки призвів у кінці 1980-х рр. до створення нової елементної бази, що отримала назву «розумні силові інтегральні схеми» (англ. Smart Power Integrated Circuits) або «інтелектуальні силові інтегральні схеми» (ICIC). За сутністю ICIC є електронними модулями, що об'єднують в одному кристалі (або корпусі) як силові електронні компоненти, наприклад, силові транзистори, так і схеми керування, захисту, діагностики стану модуля, а також різні інтерфейси. Останні дозволяють забезпечити функціонування модуля в системі з врахуванням обміну інформації та контролю більш високого рівня. ICIC можна визначити як прилад, функціонально та конструктивно об'єднуючий елементи сигової та інфор-

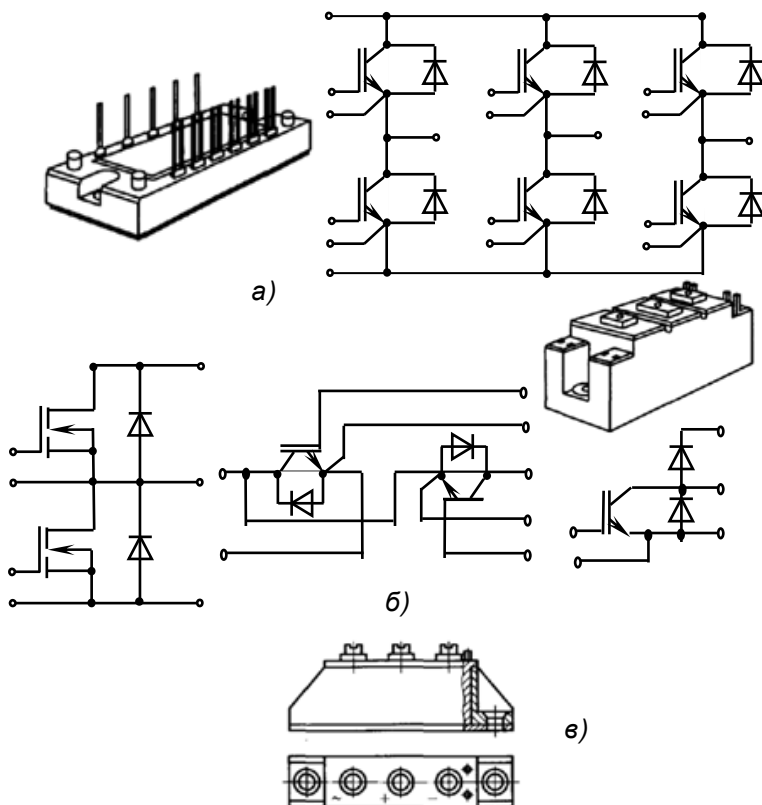


Рис. 2.59 – Конструктивне виконання силових модулів: трифазний транзисторний модуль (а); двоключовий транзисторний модуль (б); тиристорний модуль (в)

маційної електроніки на основі високих технологій їх інтеграції. На рис. 2.60 в якості прикладу наведено інтегральну схему МОН-ключа серії PROFET фірми Infineon Technologies AG.

У цій інтегральній схемі силовий ключ з'єднаний з функціональними вузлами та елементами керування та захисту.

Модулі ICIC можуть створюватись як на одному кристалі, так і за допомогою об'єднання елементів в одному корпусі за гібридною технологією. Монокристалні ICIC, виконані на одному кристалі, мають більш складну технологію виготовлення в порівнянні з гібридними модулями. Однак монокристалні ICIC більш компактні та надійні.

Основою монокристальних ICIC стали МОН-структури. Як силові ключі у таких модулях отримали розповсюдження силові МОН-ПТ і

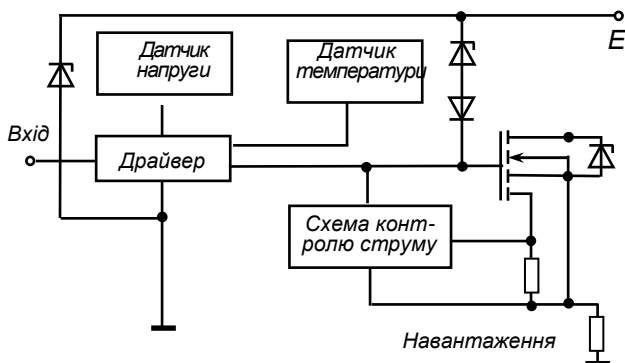


Рис. 2.60 – Блок-схема ICIC МОН-ключа серії PROFET фірми Infineon Technologies AG

біполярні транзистори з ізолюваним затвором (БТІЗ). Основною перевагою ключів цього типу є мала потужність керування та висока робоча частота. На основі МОН-технологій, що забезпечують

високу густину інтеграції елементів у кристалі. Наприклад, за рахунок подвійної дифузії, в кристалі реалізуються логічні схеми та аналогові схеми керування. У найбільш загальному випадку модуль ICIC вмикається між джерелом живлення та навантаженням з характерними функціональними елементами.

Функціональні вузли керування, зокрема логічні схеми, генератори імпульсів, компаратори та інші, зазвичай мають гальванічну розв'язку від силового кола ключів. Така розв'язка часто необхідна для нормального функціонування системи з ICIC, бо їхні вихідні кола зв'язані з силовою частиною об'єкту керування, наприклад, асинхронним двигуном. У той самий час кола керування ICIC є низьковольтними та малопотужними схемами з розгалуженою топологією та недопустимим впливом малопотужних перешкод з боку силових кіл. У якості гальванічної розв'язки зазвичай використовують трансформаторну або оптоелектронну розв'язку.

2.9. Інтегральні мікросхеми

2.9.1. Загальні відомості

Бурхливий розвиток техніки, що у наш час значною мірою залежить

від розвитку електроніки, призводить до значного ускладнення електронних пристроїв. Це в свою чергу веде до збільшення кількості елементів у пристроях.

Так, середньостатистична кількість активних (діоди, транзистори, лампи) та пасивних (резистори, конденсатори, дроселі) елементів електронних пристроїв складала:

у 1950 році – 10^4 шт.; у 1975 – $10^6 \div 10^7$; у 1985 – 10^8 ; у 1995 – 10^9 .

Таке зростання складності електронних пристроїв призводить до виникнення низки проблем, основними з яких є:

- 1) надійність елементів і електричних зв'язків між ними (а отже і надійність пристрою в цілому);
- 2) мініатюризація елементів (зменшення об'єму та маси пристроїв);
- 3) зниження споживаної потужності.

Неможливість вирішення зазначених проблем за використання розглянутих вище дискретних електронних приладів призвело до виникнення нового напрямку в електроніці – створення інтегральних мікросхем.

Інтегральна мікросхема (ІМС) – це електронний прилад із високою щільністю пакування електрично зв'язаних елементів, що виконує деяку функцію обробки або перетворення електричних сигналів і який, з точки зору конструктивно-технологічних та експлуатаційних вимог є одним цілим.

Проектуванням, виготовленням та розробкою методів застосування ІМС займається **мікроелектроніка**.

Залежно від технології виробництва ІМС поділяють на:

- гібридні (виконуються на основі безкорпусних дискретних електронних приладів, що прикріплюються до ізоляційної основи, на яку нанесено плівкові елементи – резистори, конденсатори і т. п., а також з'єднуючі провідники);
- напівпровідникові (всі елементи виконуються на основі єдиного кристалу НП).

За складністю ІМС поділяють на чотири групи:

- 1 – малий ступінь інтеграції (до 30 елементів у схемі);
- 2 – середній ступінь інтеграції ($30 \div 150$ елементів);
- 3 – великий ступінь інтеграції ($150 \div 1000$ елементів);
- 4 – надвеликий ступінь інтеграції (понад 1000 елементів).

2.9.2. Гібридні ІМС

Гібридні ІМС складаються з таких конструктивних вузлів:

- 1) ізоляційна основа із склопластику або керамічна, на поверхню якої у вигляді плівок нанесені резистори, конденсатори невеликої ємності, котушки невеликої індуктивності, електричні з'єднання;
- 2) дискретні безкорпусні НП прилади;
- 3) дискретні конденсатори великої ємності, трансформатори, дроселі;
- 4) ізоляційний корпус, що забезпечує герметизацію усіх елементів ІМС і має вивідні контакти.

На рис. 2.61 показано конструкцію плівкових резисторів з малим і великим опором. Тонку плівку з чистого хрому, ніхрому або танталу наносять безпосередньо на ізоляційну основу. У такий спосіб одержують резистори з опором від 0,001 до десятків кілоом. Щоб одержати більш високоомні резистори (до десятків мегаом), використовують металодіелектричні суміші (наприклад, хром та монооксид кремнію).

На рис. 2.62 зображено конструкцію плівкового конденсатора. Нижня та верхня обкладки конденсатора 2 є тонкими плівками із міді, срібла або золота. Діелектриком 1 є плівка із силікату алюмінію, двооксиду титану або кремнію. Розміщені вони на діелектричній основі 3.

Ємність таких конденсаторів може бути від десяти до десятків тисяч пікофарад.

Провідники виконують у вигляді тонкої (1 мкм) плівки із золота чи

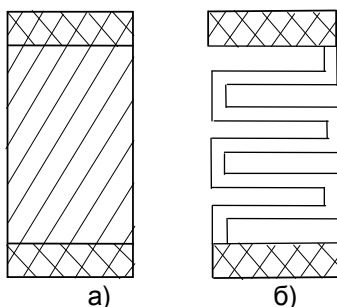


Рис. 2.61 – Конструкція плівкових резисторів з малим (а) і великим (б) опором

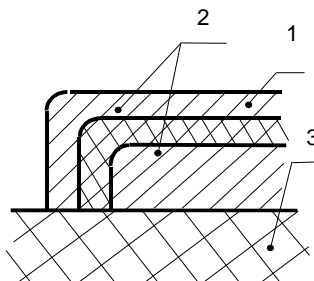


Рис. 2.62 – Конструкція плівкового конденсатора

міді з підшарком нікелю або хрому.

Дискретні елементи із гнучкими виводами (золотий дріт діаметром $30 \div 50$ мкм) приєднується до плівкової мікросхеми пайкою або зваркою.

Електронні пристрої на гібридних ІМС можуть мати щільність монтажу до $60 \div 100$ елементів на 1 см^2 . За такої щільності об'єм пристрою, що має 10^7 елементів, може складати $0,1 \div 0,5 \text{ м}^3$, а середній час безвідмовної роботи – $10^3 \div 10^4$ годин і більше.

2.9.3. Напівпровідникові ІМС

На відміну від гібридних ІМС напівпровідникові виконуються на основі кристалу НП, де окремі його області виконують ролі транзисторів, діодів, конденсаторів, резисторів і т. і., які з'єднуються за допомогою алюмінієвих плівок, що наносяться на поверхню кристалу.

Електронні пристрої на напівпровідникових ІМС можуть мати щільність монтажу до 500 елементів у 1 см^2 і цей параметр з року в рік зростає. Середній час безвідмовної роботи пристрою, що має $10^7 \div 10^{10}$ елементів, досягає $10^3 \div 10^4$ годин.

2.9.4. Призначення і параметри ІМС. Тенденції їхнього розвитку.

На відміну від дискретних елементів (діоди, транзистори) ІМС являють собою функціональні пристрої, призначені для перетворювання електричних сигналів або енергії.

Залежно від призначення ІМС для неї можуть нормуватись різні параметри, що характеризують її як функціональний пристрій в цілому.

За призначенням усі ІМС поділяються на два класи:

- 1) лінійно-імпульсні (або аналогові);
- 2) логічні (або цифрові).

До **лінійно-імпульсних (аналогових)** належать ІМС, що виконують функції перетворення й обробки електричних сигналів, які змінюються за законом безперервної функції. До них належать різні підсилювачі, генератори, стабілізатори струму та напруги.

Основні параметри підсилювачів:

- коефіцієнт підсилення за напругою K_u ;
- вхідний опір $R_{вх}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{вих\ max}$;
- робочий діапазон частот.

Основні параметри стабілізаторів:

- коефіцієнт стабілізації K_{cm} ;
- напруга стабілізації U_{cm} ;
- максимальна потужність P_{max} ;
- діапазон зміни вхідної напруги.

До **логічних (цифрових)** відносять ІМС, що виконують функції перетворення і обробки електричних сигналів, які змінюються за законом дискретної функції (звичайно, це двійковий цифровий код).

Параметри таких схем:

- рівень логічного нуля;
- рівень логічної одиниці;
- швидкодія;
- завадостійкість.

Основні переваги ІМС:

- висока надійність;
- малі габарити і маса;
- незначна споживана потужність;
- невисока вартість;
- високий рівень швидкодії.

Недолік – невелика вихідна потужність (50 ÷ 100 мВт).

Проте за ІМС майбутнє, бо, завдяки створенню мікропроцесорів та на основі розвитку інтегральної технології, стала можливою побудова функціонально різних електронних пристроїв на однотипних елементах (датчики, перетворювачі аналогових сигналів у цифрові, процесор, вузли пам'яті, перетворювачі цифрових сигналів у аналогові в поєднанні з виконавчими потужними пристроями на дискретних елементах). При цьому алгоритм обробки електричних сигналів визначається заданою програмою роботи пристрою і набір виконуваних функцій, фактично, залежить від програми, а не від схеми пристрою.

Зазначимо, що теоретично встановленою межею мікромініатюризації напівпровідникових ІМС є максимально досяжна кількість елементів (транзисторів), що можуть бути розміщені на 1 мм^2 площі кристалу, – 10^{16} - 10^{18} штук.

Як відомо, 16 грудня 1947 року Джон Бардін, Волтер Браттейн та Уільям Шеклі створили електронний прилад, у якому зуміли підсилити силу струму у декілька разів. Тепер ми називаємо його біполярним транзистором. У 1958 році Джон Кілбі розмістив два транзистори на одній кремнієвій підкладці – з'явилась перша напівпровідникова інтегральна мікросхема. І ось вже 50 років відтоді спеціалісти намагаються розмістити на напівпровідникових підкладках якомога більше транзисторів (вже мільярди). При цьому зберігається дія закону, виведеного експериментально у 1965 році одним з засновників компанії Intel Гордоном Муром: кількість компонентів мікросхем щорічно подвоюється, а продуктивність (швидкодія) зростає вдвічі кожні вісімнадцять місяців при збереженні попередньої вартості.

Сьогодні закон Мура ще є чинним, але продуктивність систем все більше визначається не щільністю компонування транзисторів, а щільністю компонування мікропроцесорів. А декілька років тому відомий фізик і космолог Стівен Хокінг передрік, що індустрію будуть стримувати два основоположні чинники: швидкість світла і атомарна природа речовини. У 2007 році Гордон Мур зазначив, що інтегральний напівпровідниковий індустрії залишилося ще 10-15 років, оскільки, наприклад, шар ізоляційного матеріалу, що використовується в сучасних процесорах, практично досяг свого мінімуму і складає лише декілька молекул.

Одним з найвірогідніших кандидатів на роль матеріалу для мікросхем майбутнього є вуглецеві наноструктури. Зазначимо, що до структур, отримуваних на основі нанотехнологій відносять усі об'єкти розміром до 150 нанометрів, властивості яких не можуть бути пояснені традиційними теоріями.

Так група вчених з Національної лабораторії Лоуренса в Берклі (США) у 2007 році оголосила про створення радіоприймача нанометрового розміру. Пристрій складається з єдиної молекули вуглецевої наноструктури довжиною один мікрон і шириною десять нанометрів, що працює за тим же принципом, що і електронновакуумні лампи. А вчені зі Стенфорду (Великобританія) 2008 року розробили спосіб виготовлення транзисторів з вуглецевих наноструктур: вперше створено такий польовий транзистор. Вважається, що це ще один крок на шляху створення високопродуктивних ІМС для комп'ютерів, які будуть працювати швидше за сучасні кремнієві мікросхеми і виділяти значно ме-

нше тепла. Подібні прилади створювали і раніше, але для їхньої роботи необхідно було підтримувати температуру рідкого гелію – чотири градуси за Кельвіном. Можливість роботи при високих температурах отримано за рахунок використання «нанострічки» шириною менш ніж 10 нанометрів (у 50 тисяч разів тоншої за людську волосину).

Оскільки в основі всіх сучасних інформаційних технологій лежить комп'ютерна техніка, інформаційно-обчислювальні мережі, супутникові лінії зв'язку, INTERNET-технології тощо, а обсяги інформації, що потребують опрацювання у реальному часі невпинно зростають, пов'язані з цим технічні і технологічні проблеми потребують вирішення тим чи іншим способом. Завдяки невпинній роботі вчених і інженерів провідних лабораторій, фірм і корпорацій всього світу еволюціонують відповідні прилади і пристрої. А час від часу відбуваються глобальні революційні зміни.

Так 2009-го року створено діод із одної молекули з шістьма атомами, а 2010-го в Австралійській дослідницькій раді центру передового досвіду (Університет Вінконсин-Медісон), під керівництвом професора Мішель Сіммонс – транзистор з семи атомів фосфору. При цьому було знайдено спосіб використання електронного мікроскопу не тільки для спостережень або керування атомами, а й для цілеспрямованої побудови приладу з атомарною точністю.

У 2011 році сповіщено про відкриття в Лабораторії Федеральної політехнічної школи в Лозанні (Швейцарія) властивостей матеріалу молібденіт, завдяки яким з нього можна продукувати ІМС більш економічні і легкі, ніж з застосованих в нанотехнологіях кремнію і графену. Товщина каналу польового транзистора за цієї технології складає два з половиною атоми.

І хоча в останні роки, після побудови ІМС на транзисторах у 40 нанометрів, виникли сумніви щодо можливості реалізації 30-нанометрового транзистора, то невдовзі з'явився 32-х нанометровий транзистор, а у 2011 році і 22-х нанометровий (фірма Intel, США).

Ведуться дослідження з застосування для побудови комп'ютерів оптичних, біотехнічних і молекулярних систем.

Квантові комп'ютери базуються на засадах квантової механіки. Тут основою є кубіт (квантовий біт), у якості якого може бути, наприклад, електрон, спин якого має два стани. При цьому він у кожний момент часу рівноймовірно може знаходитись у обох станах (0 або 1). У 2011

році фірма D-Wafer (Канада) виставила вже на продаж такий комп'ютер на 128 кубітах. Мабуть з найбільших його недоліків є робота основної частини у середовищі з температурою 0,004 К (майже абсолютний нуль).

Але вже у 2012 році американські вчені створили подібний комп'ютер на основі алмазу, що працює за кімнатної температури.

Вважається, що для повноцінної роботи квантовий комп'ютер має мати за основу не менш як 1000 кубіт. Його створення передбачають у найближчі 5-10 (за найбільш песимістичними очікуваннями – 20) років.

Цього з захопленням очікують, наприклад, розробники ліків (у тому числі від раку), дослідники ядерних процесів (можливо і колайдер може більше не знадобитись), гідрометеорологи, дослідники штучного інтелекту. У той же час жахаються такої новини криптологи, бо якщо процес декодування самого сучасного конфіденційного шифру для дуже доброго сучасного персонального комп'ютера може тривати декілька десятків мільярдів років, то квантовий комп'ютер впорається з такою задачею за декілька годин (а отже для виходу з такої халепи, зрозуміло, застосують такі ж квантове кодування).

Зазначимо, що створення пристроїв на основі різних систем не виключає одна одну. Вважається, що, наприклад, квантові комп'ютери будуть спеціалізуватися на обробці масивів даних і криптографії, молекулярні – на мікромашинах і керуванні, а оптичні і електронні – на засобах зв'язку.

Як один з напрямів, цікавим є створення логічних елементів на основі мікроелектромеханічної технології – на мікроелектромеханічних реле з вольфрамівими контактами (Університет Штату Огайо, США). Розмір цих реле $25 \times 25 \times 0,5$ мкм. Це, звісно, десь у тисячу разів більше розміру сучасного кремнієвого вентиля, але і у тисячу разів менше найменшого електромеханічного реле. Вони витримують не менше мільярда перемикачів. Логічний пристрій на таких елементах, поміщений у діючий атомний реактор, працює годинами без видимих пошкоджень. А контрольний напівпровідниковий – виходить з ладу менш ніж за хвилину.

Ми перебуваємо зараз саме на революційному етапі розвитку: механіка → електромеханіка → електронновакуумні лампи → напівпровідникові прилади та ІМС → вуглецеві наноструктури →?

2.10. Сучасний стан і тенденції розвитку керованих силових напівпровідникових приладів

В промислово розвинених країнах понад 70 % виробленої електроенергії проходить через напівпровідникові перетворювачі. Сумарна встановлена потужність таких перетворювачів цілком порівняна з сумарною потужністю, що генерується. Тому технічний рівень перетворювальної техніки відчутно впливає на стан всієї енергетики. В Україні, також як і в Росії, через напівпровідникові перетворювачі проходить лише 30 % електроенергії. Тим часом збільшення цієї долі до світового рівня за даними Російської академії наук дозволить зекономити до 15 % всієї електроенергії, що виробляється. Отже, прискорений розвиток силової перетворювальної техніки за тими ж даними є одним з найшвидших і найменш витратних шляхів відчутного зниження енергоємності внутрішнього валового продукту.

Оскільки керовані силові напівпровідникові прилади (СНП) або силові напівпровідникові ключі (НК) складають основу силової перетворювальної техніки, то вивчення тенденцій розвитку цих приладів, а також знання сучасного стану забезпечує усвідомлене використання досягнень цієї техніки для розв'язання своїх виробничих задач.

Проведемо огляд основних історичних етапів розробки силових ключів і стисло оцінимо отримані при цьому результати. В спеціальній літературі прийнято поділення на наступні етапи, наведені нижче в хронологічному порядку.

Етап 1. Кінець 40-х – початок 60-х рр. XX ст. Розробка основних типів керованих НК (біполярних і уніполярних транзисторів) на основі відомих теорій твердотіЛЬНОї електроніки. Підвищення потужності приладів досягається за рахунок збільшення фізичних розмірів структури. Для тиристорних ключів подібний підхід забезпечує збільшення комутаційних струмів до 100 А за напруги до 1000 В. Для транзисторів як і раніше залишається актуальною задача розробки приладу на великі струми з хорошими динамічними показниками.

Етап 2. Кінець 50-х – початок 70-х рр. XX ст. Розробка перших НК на основі вертикальних і багатоканальних структур. Поява планарної і епітаксiальної технологій, а також вдосконалення технології дифузії в напівпровідникові структури. Освоюється серійне виробництво потужних біполярних і польових транзисторних ключів, здатних розсіюва-

ти потужність у декілька ват і потужних тиристорних ключів на струми до 630 А за напруги до 1500 В. Практичне використання потужних тиристорів дозволило виявити сильні і слабкі сторони біполярних і уніполярних приладів і сформулювати завдання створення більш сучасної комбінованої структури.

Етап 3. 70-і рр. XX ст. Розробка складених транзисторних і тиристорних ключів на дискретних елементах, що поєднують переваги біполярних і польових приладів. Цей період можна характеризувати як етап схемотехніки напередодні нового технологічного стрибка.

Етап 4. Кінець 70-х – початок 80-х рр. XX ст. Застосування вдосконалених підходів інтегральної електроніки в технології силових ПК. Розробка потужних гібридних модулів і створення перших поколінь складених біполярно-польових монолітних структур. За цей відрізок часу вдається підвищити потужність, що перемикається приладами, більш ніж в 100 разів. Для транзисторних ключів рівень комутованих струмів і напруг складає сотні ампер і тисячі вольт. Тиристорні ключі стають повністю керованими і охоплюють мегаватний діапазон потужностей.

Етап 5. 90-і рр. XX ст. Удосконалення технології НК в заданому діапазоні потужностей і граничних напруг. Цей період характеризується поліпшенням якісних показників ключових приладів за швидкодією і залишковими напругами.

Етап 6. Кінець 90-х рр. XX ст. – теперішній час. Розробка нових поколінь силових ключів із застосуванням субмікронних технологій. Впровадження керуючих структур з ізолюваним затвором в структури потужних тиристорних ключів. Широке вживання «розумних» або «інтелектуальних» приладів, здатних вирішувати цілий спектр задач як у галузі керування і захисту, так і у діагностиці. Кінець XX століття і початок XXI століття як і раніше демонструють тенденцію до створення універсального НК, керованого ізолюваним затвором з потужністю перемикавання, що відповідає «тиристорному діапазону» і залишковою напругою, близькою до прямої напруги звичайного діода. Продовжується подальше удосконалення одноопераційних (біполярних) тиристорних ключів у бік підвищення комутованих струмів і напруг понад 10 кА і 10 кВ відповідно.

Таким чином, ми бачимо, що півстолітній шлях еволюційного розвитку НК був спрямований до створення ключа з «ідеальними власти-

востями», який повинен мати залишкову напругу і струми витоку, рівні нулю, миттєво перемикає нескінченно великі струми і блокувати нескінченно великі напруги за нульової потужності керування. Мабуть, цього можливо досягти тільки у віртуальних задачах, наприклад, при моделюванні електронних схем на ЕОМ. Практичні ж ключі можуть лише в тому чи іншому ступені наближатися до ідеальних.

Як видно з наведеного історичного огляду, саме у 80-х роках почався найдинамічніший етап розвитку силових електроніки, пов'язаний із впровадженням у технологію керованих СНП вдосконалених методів інтегральної електроніки. Завдяки цьому було створено повністю керовані СНП з параметрами, що наближаються до ключа з «ідеальними властивостями». Серед них найбільше практичне вживання знайшли потужні польові транзистори (МОН-ПТ), біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT) та двоопераційні тиристори або тиристори, що запираються типів GTO, GCT і IGCT та їхні інтегральні збірки.

IGBT є компромісним рішенням, що дозволяє об'єднати позитивні властивості польового керування та біполярної провідності і є, таким чином, транзистором з комбінованою структурою. У даний час IGBT є найдосконалішим ключовим приладом комбінованого типу з тих, що серійно випускаються. Діапазони струмів і напруг IGBT швидко розширюються і зараз вони практично повністю витіснили у перетворювальній техніці решту типів ключів в діапазоні потужностей від одиниць до тисяч кВА.

Проте, слід зазначити ряд недоліків цих приладів, зумовлених фізичними особливостями роботи: значне для біполярного ключа падіння напруги у відкритому стані, схильність до самочинного вмикання у тиристорному режимі (ефекту «заклацування») і, як наслідок, знижена стійкість до струмів короткого замикання, відносно невисока у порівнянні з МДН-аналогами швидкодія.

Перше покоління IGBT (початок 80-х років) по густині струму в 20 разів перевершувало МДН і в 5 разів біполярні транзистори, хоча мало відносно високі час вимикання (10 – 20 мкс) і напругу у ввімкненому стані (4 – 5) В. Удосконалення технології керування часом життя неосновних носіїв підвищило швидкодію IGBT до 200 – 300 нс. До кінця 80-х років були розроблені прилади другого покоління як дискретного, так і модульного типів на струми від десятків до сотень ампер з напругою блокування до 1200 В.

Введення в структуру транзистора додаткового високолегованого p+-шару, що називається буферним, дозволило підвищити рівень пробивних напруг і швидкість перемикання. Діапазон робочих струмів IGBT розширюється до сотень ампер завдяки використанню модульних конструкцій півмостових і мостових конфігурацій. Таким чином, до кінця 90-х років застосовується вже третє покоління цих транзисторів. Найефективнішими можна вважати модулі серії ECONOPACK у фірми Siemens і U-SERIES у фірми Mitsubishi Electric.

На рис. 2.63 наведено залежність напруги насичення від часу спаду струму колектора для IGBT-ключів перших трьох поколінь, що наочно ілюструє тенденцію до зниження залишкової напруги і показує подальшу актуальність цієї задачі.

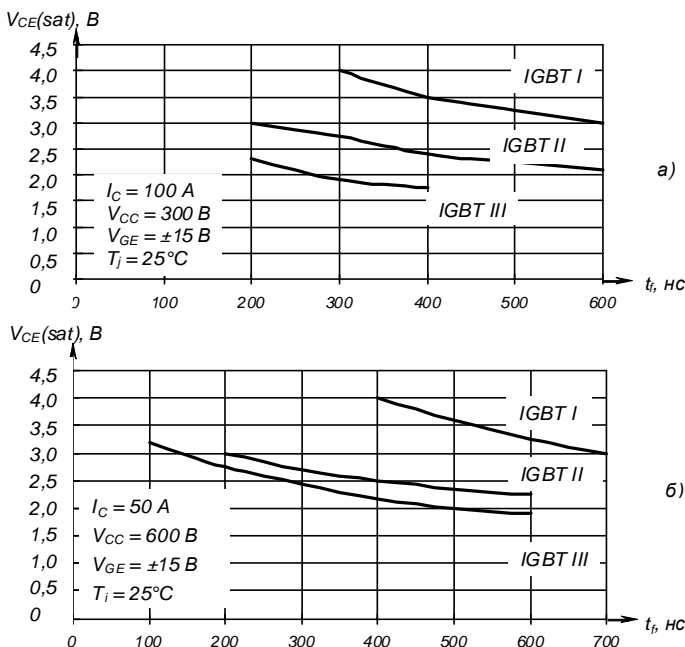


Рис. 2.63 – Залежність напруги насичення IGBT-ключів різних поколінь від часу спаду колекторного струму: а) – клас напруг 600 В; б) – клас напруг 1200 В

У 90-і роки після розробки так званих HV-структур IGBT (High Voltage) на клас напруг 1700 В було нарешті досягнуто високовольтного діапазону від 1300 В і більше, що традиційно вважався тиристорним. В основу такого високовольтного ключа покладено гомогенну

структуру IGBT, виконану за планарно-епітаксіальною технологією – NPT-структуру. Для захисту від пробую застосовано полікристалічне кремнієве охоронне кільце, що зменшувало кривизну поверхневих полів. Для зменшення залишкових напруг в структурі оптимізувався термін життя носіїв, ключі були розроблені на струми до 300 А і мали залишкову напругу (2,5 – 4) В за частоти перемикань до 50 кГц. Аналогічні ключі було розроблено і на основі використання епітаксіальної структури – PT-структури IGBT, що дало можливість зменшити залишкову напругу до 2,7 В при струмі 400 А. Вже наприкінці 90-х років з'явилися розробки HV-IGBT на напруги 2500 – 3000 В.

Наприкінці 90-х років компанія Mitsubishi Electric розробила нову технологію четвертого покоління для приладів PT-IGBT на основі вертикального затвору Trench Gate. Головним результатом використання Trench-технології стало істотне зменшення статичних втрат IGBT і вихід на новий рівень залишкових напруг: 1,6 В для приладів на 600 В і 1,8 В для приладів на 1200 В (див. рис. 2.64). Крім того, у ці прилади

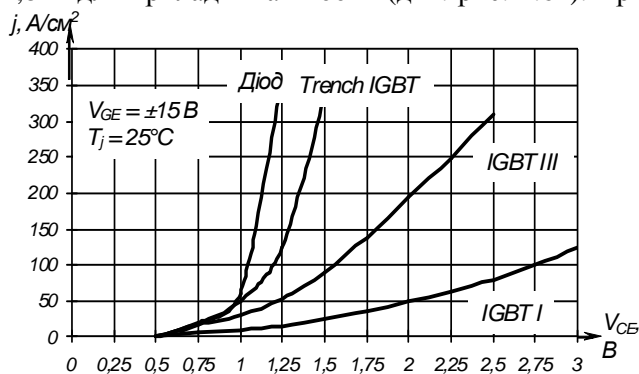


Рис. 2.64 – Порівняння ВАХ IGBT-ключів різних поколінь з характеристикою діода

(серії F) було додатково введено схему захисту транзистора від короткого замикання RTC (Real Time Control Circuit), призначену для миттєвого зменшення напруги на затворі зі стандартних 15 до 11 В. Проте, слід зазначити,

що збільшення густини пакування вертикальних осередків призвело до істотного зростання вхідної ємності приладу, що своєю чергою підвищило потужність керування ключем і знизило його швидкодію.

Нарешті у 2004 році все та ж компанія Mitsubishi Electric представила п'яте покоління IGBT, що отримало назву GSTBT (Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor), тобто біполярні транзистори з ізольованим вертикальним Trench-затвором з накопиченими носіями. Тран-

зистори мають додатковий n -шар, що створює бар'єр, який перешкоджає проходженню дірок з базового епітаксialного шару в p -емітер. Це сприяє накопиченню носіїв в базовому шарі IGBT на межі з емітером і зниженню залишкової напруги до 1,8 – 2,0 В. Тепер не застосовується гібридна RTC-схема для обмеження струму короткого замикання, оскільки проблему струмового перевантаження було вирішено в самому кристалі IGBT завдяки новій технології Plugget Celf Merget (PCM), за якої забезпечується оптимізація «кроку» вертикальних осередків затвора завдяки підключенню тільки необхідної їх кількості, що забезпечує відносно низький струм насичення при перевантаженні і зниження вхідної ємності.

Таким чином, протягом останніх десятиліть зусилля розробників IGBT-ключів було постійно спрямовано на зниження залишкової напруги, підвищення швидкодії та стійкості перемикавання при все зростаючих значеннях струмів і блокуючих напруг приладу. Причому поставлені завдання вирішуються з кожним роком все більш якісно. Так фірма Toshiba Semiconductor розробила біполярний транзистор з ізольованим затвором і підвищеною інжекцією IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor). Він має пряму (залишкову) напругу і густину струму, що відповідають потужним біполярним (звичайним) тиристорам, а динамічні параметри перемикавання характерні для IGBT. Зараз виробляється кілька типів IEGT-модулів притискної та паяної конструкцій, у тому числі і надпотужних на струм 750 А і напругу 6,5 кВ.

Технологічна революція 80-х рр. XX ст. не могла не торкнутися тиристорної ключової електроніки, що стоїть дещо осторонь на непохитних позиціях великої потужності. До середини 80-х років цей клас приладів поповнюється структурами з польовим вмиканням, названі МСТ (Mos Controlled Thyristor). Вони відпираються та запираються полем за дуже високої густини струму (більше 2000 А/см²). Проте розробка цих перспективних приладів зіткнулася з серйозною проблемою – різким зниженням допустимої густини струму зі зростанням числа структуроутворюючих елементів. Значних успіхів на той період досягла технологія тиристорів, що запираються або двоопераційних тиристорів – GTO (Gate Turn-Off Thyristor). Хоча теоретичний принцип запирання p - n - p -структури по електроду керування був відомий ще з початку 60-х рр. XX ст., але тільки розробка інтегральних багатоосередкових структур дала змогу налагодити перші серійні випуски по-

тужних GTO до середини 70-х років. Технологічні успіхи 80-х років дали можливість фірмам-виробникам майже у 100 разів підвищити потужність, що перемикається GTO (до 2,5 кА за струмом і 4,5 кВ за напругою). Залежно від блокованої зворотної напруги, розрізняють структури без шунтування анодного переходу і з шунтуванням, а також структури з вбудованим зворотним діодом. Дві останні мають меншу залишкову напругу, і хоча окремі типи двоопераційних тиристорів було розроблено для високочастотних схем середньої потужності, основне вживання GTO – в потужних колах середньої напруги, де не можуть бути використані біполярні і польові транзистори. Наприклад, до середини 80-х років на GTO було розроблено інвертори напруги для двигунів електровозів. Це дозволило замінити на залізничному транспорті двигуни постійного струму на більш економічні і надійні двигуни змінного струму. Після успіхів у технології GTO галузі застосування звичайних тиристорів (SCR) істотно звужуються. Їхній розвиток йде шляхом підвищення робочих струмів і напруг і до кінця 80-х років їх вже виробляють на граничні струми до 3 кА і напруги до 6 кВ.

Конкуренцію двоопераційним тиристорам складають індукційні тиристори (SITh-Static Induction Thyristor), що застосовуються в тих же класах вентильних перетворювачів і виконуються за комбінованою технологією. Важливою перевагою індукційних тиристорів (IT) порівняно з GTO є низьке пряме падіння напруги за відносно високих робочих напруг. Проте такі їхні недоліки, як здатність проводити струм при нульовому зміщенні на затворі, а також складна і дорога технологія виготовлення поки стримують широке застосування.

Наступ комбінованих технологій на позиції біполярних тиристорів, що вважалися неприступними, змушує розробників цих приладів рухатися далі в область мегаватних потужностей. Так компанія Mitsubishi Electric розробила GTO на струм 6 кА і на напругу 6 кВ, виконаний за багатоосередковою технологією на шестидюймовій кремнієвій пластині в спеціальному корпусі з молібденовими дисками (термокомпенсаторами), що відділяють пластину від мідних частин анода і катода. Коефіцієнт запирання у нього дорівнює приблизно (5 – 6), а час вимикання близька 5 мкс. Тиристор витримує ударні струми до 40 кА і має залишкову напругу при цьому не більше 6 В. Ці унікальні досягнення стали можливими завдяки оптимізації процесу шунтування анодного *p-n*-переходу і створенню нерівномірного розподілу терміну життя но-

сіїв в області широкої n -бази, а також введенню додаткового високолегованого $n+$ -шару в прианодну частину n -бази (так звана структура p - n - v - p - n).

Надпотужні одноопераційні тиристори зараз виробляються на основі надвисоковольтної технології (Ultra High Voltage) і мають параметри потужності 8 кВ і 3,6 кА для ліній передачі постійного струму та 12 кВ і 1,5 кА для статичних перемикачів змінного струму. Керування подібними структурами виконується світловим імпульсом по спеціальному оптичному кабелю.

В кінці 90-х років тією ж фірмою були розроблені тиристорні структури з комутацією струму в затвор керування, названі GCT (Gate Commutated turn-off Thyristor). Слід зазначити, що робота GCT можлива тільки при спеціальній конструкції корпусу що забезпечує зниження індуктивності виводів керування до (2 – 4) мкГн. Ця проблема легко розв'язується при поєднанні GCT і пристрою формувача імпульсів керування в єдиній конструкції, названій інтегрованим GCT або IGCT. Сьогодні ці прилади виробляються фірмами ABB Semiconductors і Mitsubishi Electric у корпусах таблеток притискної конструкції і розраховані на напругу 6 кВ та на струм 4,5 кА.

Загальну діаграму сучасного рівня розглянутих силових НК в координатах представлених струмів, напруг і частот наведено на рис. 2.65, а технічні характеристики достатньо детально відображено в довідкових каталогах та інших інформаційних матеріалах провідних зарубіжних фірм, що займаються розробкою і випуском цих виробів, серед яких, у першу чергу, слід зазначити Infineon Technologies, Mitsubishi Electric, Semicron та Motorola.

Насамкінець зазначимо, що дуже хороші перспективи в розвитку сучасних керованих НК відкриваються у зв'язку з використанням нових напівпровідникових матеріалів, перш за все карбіду силіцію (SiC), що дозволяє істотно зменшити струми витоку і опір приладу у відкритому стані, а також підвищити робочу температуру кристала до 600 °C проти (150 – 200) °C для кремнію.

Таким чином, в результаті динамічного розвитку електронних технологій, особливо в останні два десятиріччя, було створено надпотужні як напівкеровані, так і повністю керовані НК, що за своїми параметрами все більше наближуються до ідеальних ключів. Це забезпечило наявність широкої пропозиції вказаних НК на світовому ринку компо-

ментів силової електроніки, що характеризуються доступною ціною й високою якістю.

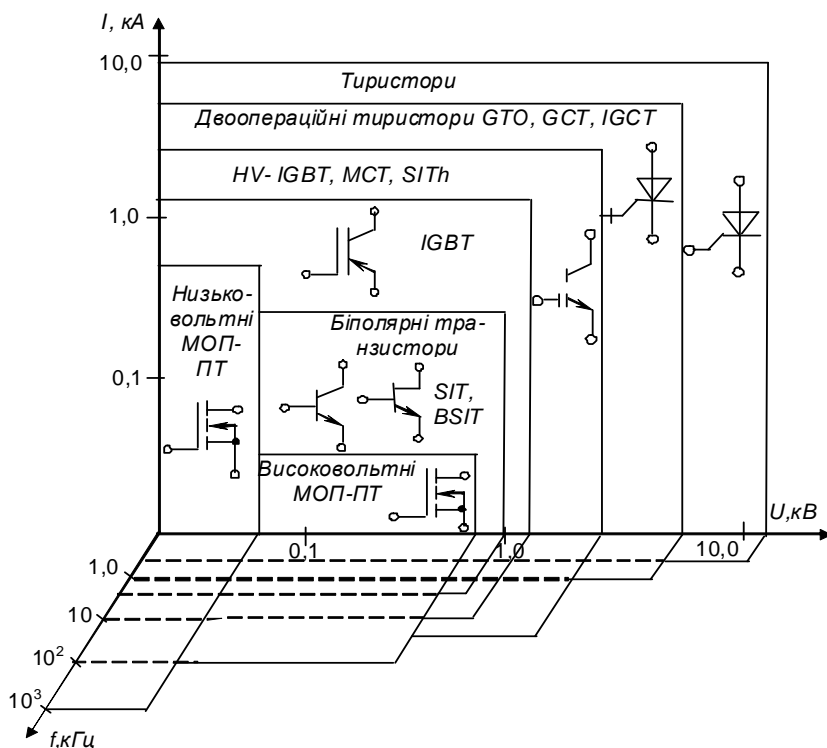


Рис. 2.65 – Діаграма сучасного стану розвитку силових НП

? Контрольні запитання

1. Як класифікують напівпровідникові електронні прилади?
2. Поясніть основні властивості напівпровідникових резисторів. Наведіть їхні умовні позначення.
3. Поясніть принцип дії випрямного діоду, стабілітрону, фото- та світлодіоду, вариконду. Наведіть їхні умовні позначення.
4. Що таке біполярний транзистор? Поясніть його будову та принцип дії. Наведіть умовні позначення.
5. Як можна вмикати біполярний транзистор і який вигляд при цьо-

- му мають його вольт-амперні характеристики?
6. *Що таке h -параметри біполярного транзистора?*
 7. *Як будується динамічна характеристика транзистора? В яких режимах може працювати транзистор?*
 8. *Поясніть будову і принцип дії одноперехідного транзистора.*
 9. *Що таке польовий транзистор? Які є різновиди польових транзисторів? Поясніть їхню будову і принцип дії, наведіть умовні позначення.*
 10. *Що таке тиристор, диністор, триністор, симістор, оптронний тиристор, двопозиційний тиристор? Наведіть їхні умовні позначення.*
 11. *Наведіть і поясніть структуру і вольт-амперні характеристики диністора. Що таке зона негативного опору ВАХ?*
 12. *Як увімкнути і як вимкнути тиристор?*
 13. *У чому полягає принцип регулювання напруги змінного струму тиристорним регулятором?*
 14. *Що таке інтегральна мікросхема? Які види інтегральних мікросхем Ви знаєте?*
 15. *У чому полягають переваги інтегральних мікросхем перед електронними пристроями на дискретних компонентах?*
 16. *Вкажіть переваги електростатичних тиристорів та запірних тиристорів з МОН-керуванням.*
 17. *Поясніть, у чому полягають особливості роботи випрямних діодів, транзисторів і резисторів у динамічному режимі.*
 18. *Що таке силові інтегральні модулі? Проаналізуйте їхні техніко-економічні показники та вкажіть перспективи їхнього розвитку.*
 19. *Проаналізуйте тенденції розвитку силових напівпровідникових ключів, інтегральних мікросхем.*

РОЗДІЛ 3

ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ. ПІДСИЛЮВАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ

3.1. Загальні відомості про підсилювачі та їх класифікація

Електронним підсилювачем називається пристрій, призначений для посилення потужності електричного сигналу без спотворення його форми і частоти (для лінійного підсилювача).

Необхідність у підсилювачі виникає тоді, коли потужність джерела сигналу менша за потужність навантаження. У такому разі, як було сказано в розділі 2.4.1, послідовно з навантаженням вмикають зовнішнє джерело живлення і підсилювальний елемент *ПЕ*. Джерело сигналу діє не безпосередньо на навантаження, а на вхід *ПЕ* і, змінюючи провідність останнього, забезпечує пропорційні вхідному сигналу зміни струму у колі навантаження. В результаті у навантаженні виділяється необхідна потужність за рахунок енергії джерела живлення (див. рис. 2.11).

Як *ПЕ* у сучасних підсилювачах зазвичай використовують транзистори (біполярні або польові), рідше – електронні лампи.

Загальна структурна схема підсилювача наведена на рис. 3.1.

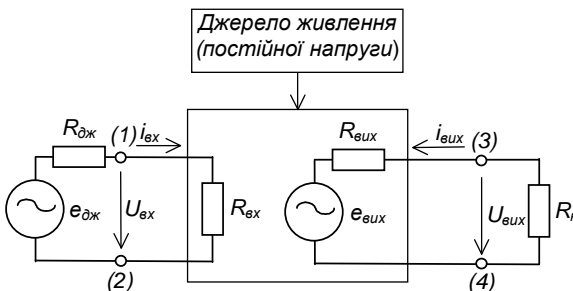


Рис. 3.1 – Структурна схема підсилювача

Вхідний сигнал від керуючого джерела енергії $e_{дж}$ (джерела вхідного сигналу) подається на вхідні клеми (1)-(2) підсилювача через внутрішній опір джерела $R_{дж}$. Потужність джерела вхідного сигналу виді-

ляється на вхідному опорі підсилювача $R_{вх}$. Навантаження підмикається до клем (3)-(4). Вхідний малопотужний сигнал керує кількістю енергії, що подається у навантаження від джерела живлення значно більшої потужності (підсилювальні властивості вихідного кола представлені за допомогою додаткової електрорушійної сили $e_{вих}$). Таким чином, завдяки використанню ПЕ і зовнішнього джерела живлення, стає можливим підсилення малопотужного вхідного сигналу.

Підсилювачі класифікуються за такими ознаками:

- 1) призначення;
- 2) частота сигналу, що підсилюється;
- 3) форма сигналу;
- 4) характер зміни з часом сигналу, що підсилюється.

Усі ці ознаки накладають специфічні вимоги до побудови конкретних схем підсилювачів.

За призначенням підсилювачі поділяються на підсилювачі напруги, струму та потужності. Тобто вони забезпечують на виході необхідний рівень напруги, струму або потужності (хоча за своєю суттю усі вони є підсилювачами потужності).

У **підсилювача напруги** $R_{дж} \ll R_{вх}; R_{вих} \ll R_n$ і, в результаті, відносно великі зміни напруги на навантаженні забезпечуються при незначних змінах вхідного та вихідного струмів.

У **підсилювача струму** $R_{дж} \gg R_{вх}; R_{вих} \gg R_n$ і протікання струму необхідного значення у вихідному колі відбувається за малих значень напруги у вхідному та вихідному колах.

У **підсилювача потужності** $R_{дж} = R_{вх}; R_{вих} = R_n$ – завдяки чому забезпечується максимальна потужність як у вхідному, так і у вихідному колах (узгоджений за потужністю режим роботи).

За частотою підсилювачі поділяються на **підсилювачі низької частоти** (від одного герца до десятків кілогерц), середньої частоти (від десятків кілогерц до мегагерца) та високої частоти (більш за мегагерц).

За смугою частот робочого діапазону бувають широкосмугові підсилювачі й **вибіркові** (забезпечують підсилення у дуже вузькому діапазоні частот, в ідеалі – сигналів однієї частоти).

За формою сигналу, що підсилюється, вони поділяються на підсилювачі гармонічних та імпульсних сигналів.

За характером зміни вхідного сигналу з часом бувають підсилювачі постійного та змінного струму.

Найпростіший вузол, що забезпечує підсилення електричного сигналу, називається **підсилювальним каскадом**.

За видом зв'язку з джерелом сигналу та каскадами підсилювачі поділяються на підсилювачі з безпосереднім, резистивним, оптронним, резистивно-ємнісним, трансформаторним або резонансно-трансформаторним зв'язком.

Перші три види зв'язку можуть використовуватися у підсилювачах як постійного, так і змінного струму, решта – тільки у підсилювачах змінного струму.

Надалі ми будемо розглядати лінійні підсилювачі, у яких пропорційним змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

3.2. Основні параметри і характеристики підсилювачів

Підсилювальні властивості підсилювача оцінюються такими характеристиками:

1) **коефіцієнт підсилення** – для лінійного підсилювача це:

- за напругою $K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$;

(для нелінійного підсилювача треба брати динамічне значення кое-

фіцієнта підсилення $K_U = \frac{du_{вих}}{du_{вх}} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}}$);

- за струмом $K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}$;
- за потужністю $K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}$.

У загальному випадку величини K_U , K_I є комплексними. Тому

$$\underline{K} = \frac{A_{вих}}{A_{вх}} = \frac{A_{вих} e^{j\varphi_{вих}}}{A_{вх} e^{j\varphi_{вх}}} = K e^{j(\varphi_{вих} - \varphi_{вх})} = K e^{j\varphi}, \quad (3.1)$$

де K – модуль коефіцієнта підсилення;

$\varphi_{вих}$, $\varphi_{вх}$ – фази вихідного та вхідного сигналів;

φ – зсув фаз між вхідним та вихідним сигналами.

Величина $K_P = K_U K_I$ – завжди дійсне число.

У багатьох випадках коефіцієнт підсилення представляють у логарифмічних одиницях - **децибелах** (дБ):

$$K_U(\text{дБ})=20[\lg K_U]; \quad K_I(\text{дБ})=20[\lg K_I]; \quad K_P(\text{дБ})=10[\lg K_P];$$

2) вхідний опір за постійним або змінним (в залежності від виду підсилювача) струмом $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}$;

3) вихідний опір підсилювача $R_{\text{вих}}$ (опір між вихідними клемми підсилювача за відімкненого опору навантаження);

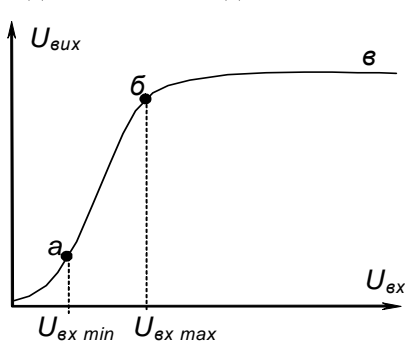


Рис. 3.2 – Амплітудна характеристика $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$ підсилювача

4) коефіцієнт корисної дії (к.к.д.) $\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{заг}}}$, де $P_{\text{заг}}$ – загальна потуж-

ність, що відбирається від джерела живлення.

Найважливішими характеристиками підсилювачів є амплітудна та амплітудно-частотна, наведені на рис. 3.2. та рис. 3.3 відповідно.

Амплітудна характеристика являє собою залежність вихідної напруги від вхідної $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$.

На рисунку позначено:

аб – робоча ділянка, на якій пропорційним змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного;

бв – режим насичення (тут з ростом вхідного сигналу ріст вихідного припиняється – підсилювач виходить із лінійного режиму).

Величина

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}} \quad (3.2)$$

називається **динамічним діапазоном** підсилювача.

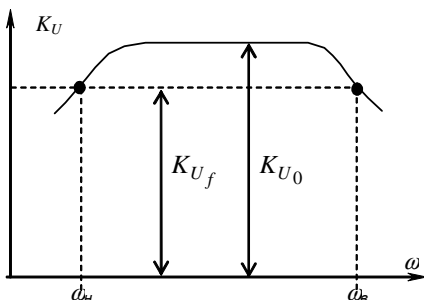


Рис. 3.3 – Амплітудно-частотна характеристика $K_U=f(\omega)$ підсилювача

ном підсилювача.

$(U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}})$ – робочий діапазон вхідної напруги.

Нелінійність характеристики при вхідних напругах, менших за $U_{ex\ min}$, пояснюється наявністю шумових сигналів.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) – це залежність коефіцієнта підсилення K_U від кутової частоти ω ($\omega = 2\pi f$; f – частота сигналу, що підсилюється).

На рисунку позначено:

K_{U0} – найбільший коефіцієнт підсилення;

$K_{Uf} = \frac{K_{U0}}{\sqrt{2}}$ – таке зниження підсилення звукового сигналу не фік-

сується чітко вухом людини.

Із АЧХ визначають робочий діапазон частот підсилюваного сигналу – від ω_n до ω_v (від нижньої частоти до верхньої).

3.3. Принципи побудови підсилювачів

Як правило, підсилювачі складаються із декількох каскадів, що виконують послідовне підсилення сигналу. При цьому загальний коефіцієнт підсилення становить

$$\underline{K} = \underline{K}_1 \cdot \underline{K}_2 \cdot \dots \underline{K}_n \quad (3.3)$$

Вхідні каскади та каскади попереднього підсилення виконуються, як правило, у вигляді підсилювачів напруги.

Вихідні каскади – кінцеві – зазвичай є підсилювачами потужності або струму.

Підсилювачі відрізняються один від одного кількістю каскадів, режимом роботи. Але усім їм притаманні загальні принципи побудови. Розглянемо їх на прикладі підсилювача сигналів змінного струму, показаного на рис. 3.4.

Основним елементом підсилювача є ПЕ (біполярний або польовий транзистор), який разом з навантаженням R та джерелом живлення постійного струму E утворюють головне вихідне коло підсилювача.

Принцип підсилення полягає у перетворенні енергії джерела постійної напруги E в енергію змінного вихідного сигналу шляхом зміни провідності ПЕ за законом, зумовленим формою вхідного сигналу.

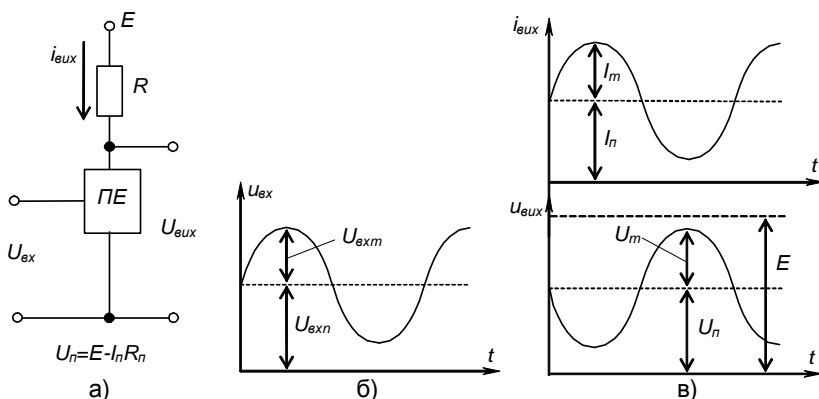


Рис. 3.4 – Структурна схема підсилювача напруги змінного струму (а) та часові діаграми його вхідного (б) і вихідного (в) сигналів

Оскільки вихідне коло підсилювача живиться постійною напругою, у ньому може протікати струм лише однієї полярності. Для забезпечення отримання підсиленого сигналу змінного струму необхідно задати його на фоні постійного сигналу U_n , як це показано на рис. 3.4,в. При цьому для нормальної роботи підсилювача амплітудні значення вихідних напруги та струму повинні бути меншими за постійні рівні напруги та струму $U_m \leq U_n$; $I_m \leq I_n$.

Постійний рівень струму та напруги у вихідному колі задається подачею постійного рівня вхідної напруги $U_{вх\ n} > U_{вх\ m}$; ($I_{вх\ n} > I_{вх\ m}$).

Режим роботи підсилювача за постійним струмом називається **режимом спокою**. Він характеризується струмом спокою та напругою спокою вихідного кола. Щоб задати режим спокою, використовують спеціальні схеми зміщення напруги.

Вихідна напруга $U_{вих}$ подається на навантаження, що ним зазвичай є наступний каскад підсилення. Зверніть увагу: за такої побудови підсилювача його навантаженням (корисним) є не резистор R , а вхідний опір наступного (наприклад, такого ж) каскаду підсилення, на який подається напруга $U_{вих}$.

3.4. Основні режими (класи) роботи підсилювачів

Режим спокою (режим роботи за постійним струмом) характеризує клас роботи підсилювального каскаду. Ним визначаються призначен-

ня, к.к.д., значення нелінійних спотворень (ступінь порушення пропорційності вхідного і вихідного сигналів) та інші параметри каскаду.

Найбільш широко застосовують три класи, які називають – А, В і С.

При роботі підсилювача у **режимі класу А** точку спокою P , якій відповідають струми I_{OK} , U_{OK} , I_{OB} , вибирають посередині вихідної динамічної характеристики за постійним струмом, як показано на рис. 3.5 (транзистор увімкнений за схемою з СЕ).

$a_1 b_1$ – ділянка активного режиму роботи транзистора, де нелінійні спотворення мінімальні; к.к.д. $\eta = 0,25 \div 0,3$, бо в режимі спокою споживається значна потужність ($U_{OK} I_{OK}$). Тому клас А застосовують переважно у каскадах попереднього підсилення.

Якщо підсилювач працює у **режимі класу В**, точка спокою вибирається на межі між активним режимом та режимом відсічки: її положення приблизно відповідає точці a_1 на рис. 3.6. У цьому режимі нелінійні спотворення великі, а к.к.д. $\eta = 0,6 \div 0,7$.

При роботі підсилювача у **режимі класу С** точка спокою P лежить на ділянці відсічки $a_1 a$. **Кут відсічки** $\theta \approx \pi/2$, $\eta \approx 0,85$.

Класи В і С застосовують при побудові підсилювачів потужності, причому, підсилення позитивної та негативної півхвиль сигналу забезпечується у даному випадку

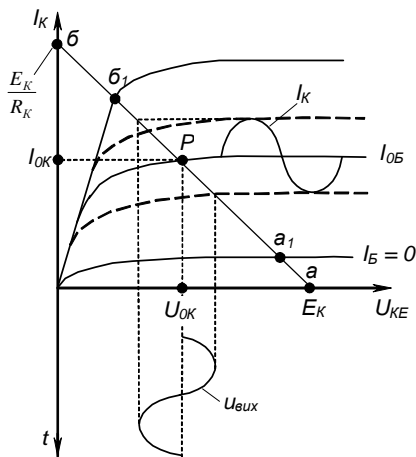


Рис. 3.5 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимі класу А

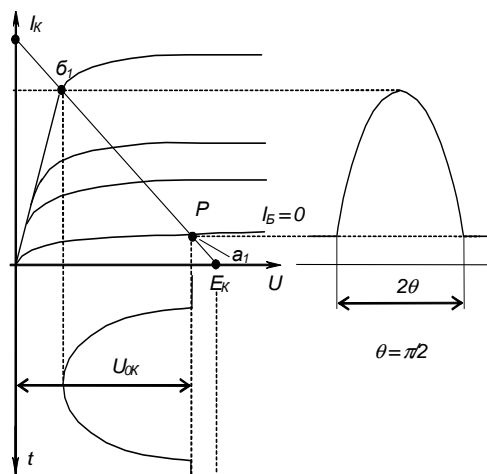


Рис. 3.6 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача у режимах класів В і С

окремими найпростішими каскадами, що разом являють собою єдиний каскад підсилення змінного струму.

Клас АВ є проміжним між класами А і В: має менші спотворення сигналу, ніж клас В, у якому вони зумовлені нелінійністю початкової ділянки вхідної характеристики транзистора (див. рис. 2.16), але більш економічний, ніж клас А.

Наостанок зазначимо, що все більшого розповсюдження набувають підсилювачі **класу D**. У таких підсилювачах транзистори працюють в ключовому режимі, формуючи на виході послідовність імпульсів різної тривалості, після фільтрування якої на навантаженні відтворюється аналоговий сигнал. К.к.д. таких підсилювачів надзвичайно високий за малих габаритів і незначного виділення тепла.

3.5. Кола зміщення підсилювальних каскадів

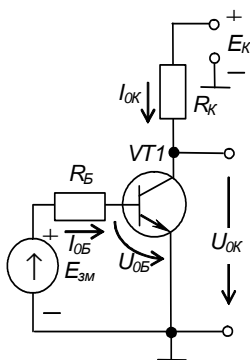


Рис. 3.7 – Зміщення допоміжним джерелом напруги

Як було зазначено, щоб задати режим спокою каскаду, на його вхід необхідно подати певне значення постійної напруги, що має назву **напруги зміщення**. Кола, які забезпечують подачу цієї напруги, називаються **колами зміщення** (робоча точка P зміщується з положення, що відповідає $I_B=0$ у положення, обумовлене класом).

Існує два способи завдання початкової напруги: фіксованим струмом або фіксованою напругою.

Перший спосіб реалізується за допомогою двох схем. Одну з них зображено на рис. 3.7 (вважаємо джерело вхідного сигналу умовно закороченим). У цій схемі напруга зміщення задається допоміжним джерелом напруги $E_{зм}$, яке разом з опором R_B , утворює коло зміщення.

Параметри кола зміщення розраховують за допомогою вихідної динамічної характеристики транзистора за постійним струмом, показаної на рис. 3.8,б. Клас режиму роботи підсилювача визначає положення точки спокою P , а отже, значення $I_{0К}$, $U_{0К}$, $I_{0Б}$.

Знайшовши величину $I_{0Б}$ і користуючись вхідною характеристикою транзистора (рис. 3.8,а), визначають $U_{0Б}$. Після цього знаходять R_B :

$$R_B = \frac{E_{зм} - U_{0Б}}{I_{0Б}}. \quad (3.4)$$

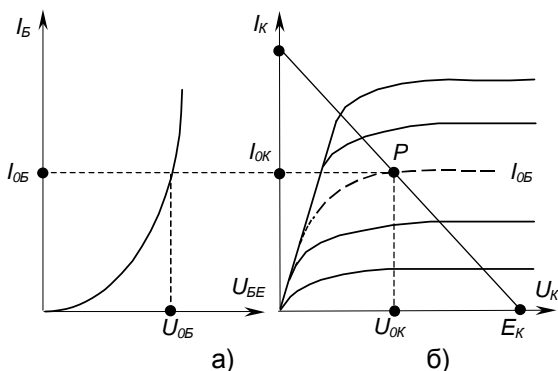


Рис. 3.8 – Динамічні характеристики транзистора за постійним струмом: а – вхідна, б – вихідна

дільником напруги, як показано на рис. 3.10 – резистори R_1 і R_2 . Для розрахунку параметрів дільника використовують такі співвідношення:

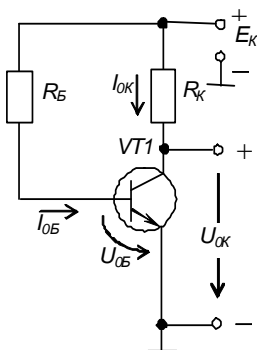


Рис. 3.9 – Зміщення за одного джерела напруги

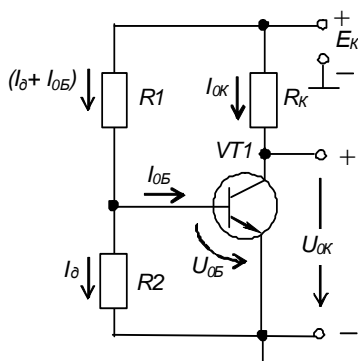


Рис. 3.10 – Зміщення фіксованою напругою

Схему зміщення фіксованим струмом бази за наявності одного джерела напруги зображено на рис. 3.9. Режим спокою забезпечується напругою джерела E_K і опором R_B

$$R_B = \frac{E_K - U_{0B}}{I_{0B}}. \quad (3.5)$$

Спосіб завдання зміщення фіксованою напругою реалізується

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0B}}{I_{0B} + I_{\partial}}; \quad (3.6)$$

$$R_2 = \frac{U_{0B}}{I_{\partial}}; \quad (3.7)$$

$$I_{\partial} = (2 \div 5) I_{0B}. \quad (3.8)$$

Остання схема знайшла найширше використання при побудові підсилювальних каскадів.

3.6. Температурна стабілізація підсилювачів

Як впливає із попередніх викладів, положення точки спокою на вихідній характеристиці залежить від коефіцієнта передачі транзистора за струмом $I_{0K} = \beta I_{0B}$. При підвищенні температури навколишнього середовища він зростає, при зниженні – зменшується. В результаті, положення точки спокою транзистора змінюється залежно від температури навколишнього середовища або при заміні транзистора на інший (коефіцієнти передачі різних екземплярів транзисторів навіть одного типу можуть суттєво різнитися).

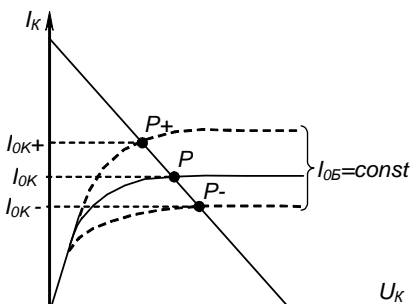


Рис. 3.11 – Температурний дрейф точки спокою транзистора

Переміщення (дрейф) точки спокою зі змінами температури навколишнього середовища показано на рис. 3.11.

Щоб забезпечити **температурну стабілізацію** режиму спокою, застосовують так звані кола температурної стабілізації.

У підсилювачах за схемою з СЕ для цього послідовно з емітером транзистора вмикається резистор R_E , шунтований конденсатором C_E , як показано на рис. 3.12.

Розглянемо, яким чином резистор R_E стабілізує режим спокою, скориставшись рівняннями (3.9), (3.10), а також тим, що $U_\delta = \text{const}$ (задається дільником R_1, R_2 і від температури не залежить).

Звідки

$$U_\delta = U_{0B} + I_{0E} R_E, \quad (3.9)$$

Звідки

$$U_{0B} = U_\delta - I_{0E} R_E. \quad (3.10)$$

Так, наприклад, при зростанні

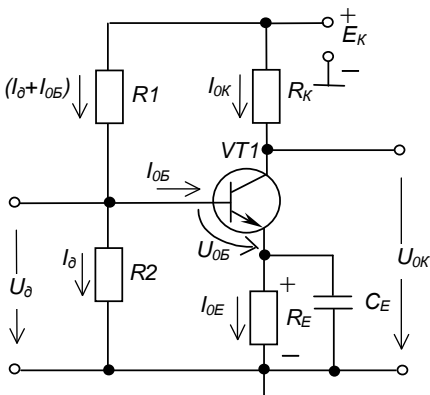


Рис. 3.12 – Підсилювач із температурною стабілізацією

температури транзистора, збільшується його коефіцієнт передачі β , що призводить до зростання колекторного струму спокою $I_{OK} = \beta I_{OB}$, а отже, і струму емітера $I_{OE} = (I_{OK} + I_{OB})$. Падіння напруги на R_E збільшується, а це, виходячи з (3.10), викликає зменшення U_{OB} , що, в свою чергу, зменшить I_{OB} , а значить, і I_{OK} (приблизно до попереднього значення).

Таким чином спроба відхилення I_{OK} від заданого значення припиняється за рахунок наявності в схемі R_E , що у даному випадку здійснює негативний зворотний зв'язок за струмом.

Зрозуміло, що при зменшенні температури струм I_{OK} також практично не змінить свого значення.

Зазвичай, задають $R_E = (0,1 \div 0,2) R_K$.

Конденсатор C_E забезпечує виключення негативного зворотного зв'язку за вхідним сигналом. Його ємність визначається із співвідношення $1/\omega_n C_E \ll R_E$, де ω_n – нижня границя діапазону робочих частот підсилюваного сигналу. Отже за змінним струмом резистор R_E є зашунтованим малим опором C_E – маємо схему з СЕ. А за постійним струмом – це схема з негативним зворотним зв'язком.

3.7. Каскади попереднього підсилення

3.7.1. Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

Найбільш розповсюджена схема **каскаду попереднього підсилення** на біполярному транзисторі з СЕ. Її наведено на рис. 3.13.

Розглянемо склад схеми та призначення елементів.

V_{T1} – біполярний транзистор – підсилювальний елемент.

R_n – навантаження, на якому виділяється підсилений сигнал.

R_K – колекторне навантаження транзистора за постійним струмом.

E_K – джерело живлення каскаду.

Зазначимо: V_{T1} разом із R_K і E_K утворюють головне коло підсилювача, у якому здійснюється підсилення сигналу.

Решта елементів схеми виконують допоміжну роль. Так, ділник напруги R_1, R_2 задає режим спокою класу А, подаючи на вхід каскаду постійну напругу U_0 .

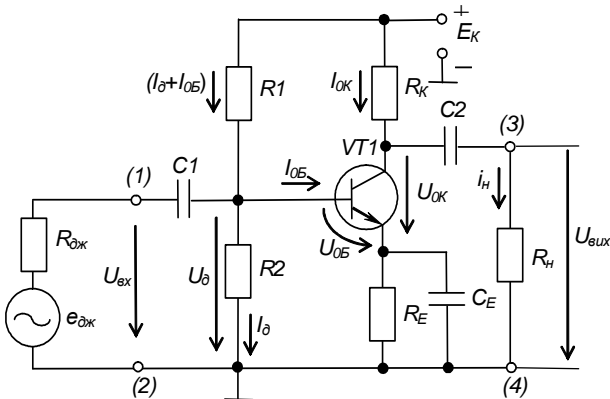


Рис. 3.13 – Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

R_E – забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою каскаду за рахунок створення негативного зворотного зв'язку за постійним струмом;

C_E – виключає дію негативного зворотного зв'язку для змінного вхідного сигналу.

C_1, C_2 – роздільні конденсатори: C_1 виключає потрапляння постійної напруги $U_б$ на джерело вхідного сигналу; C_2 виключає попадання постійної напруги на колекторі $U_{оК}$ на навантаження (конденсатори розділяють кола за постійним струмом і з'єднують за змінним).

Вхідний сигнал, що підлягає підсиленню, подається на клеми (1) - (2): $e_{дж}$ – джерело вхідного сигналу; $R_{дж}$ – його внутрішній опір.

Для цієї схеми необхідно дотримуватись таких співвідношень:

$$\frac{1}{\omega_n C_1} \ll R_{вх}; \quad \frac{1}{\omega_n C_2} \ll R_K; \quad \frac{1}{\omega_n C_E} \ll R_E,$$

де ω_n – нижня межа діапазону частот підсилюваного сигналу.

Навантаження каскаду за змінним струмом

$$R_{н\approx} = \frac{R_n R_K}{R_n + R_K}. \quad (3.11)$$

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.14.

Можна бачити, що, наприклад, при позитивній півхвилі вхідної напруги із зростанням базового струму i_B зростає і колекторний струм i_K , який у β разів більший за i_B . При цьому колекторна напруга u_K , яка дорівнює різниці між E_K і спадом напруги на R_K , знижується: у даній схемі поряд з підсиленням сигналу має місце зміна його фази на 180 ел. град. (інверсія).

Підсилювач можна розраховувати аналітично за допомогою h -параметрів або на підставі фізичної моделі транзистора. Такий метод прийнятний за невеликих змін вхідного сигналу, тобто коли транзистор працює на лінійних ділянках ВАХ.

Більш універсальним є графоаналітичний метод, за якого розрахунок проводиться по вихідній динамічній характеристиці транзистора за постійним струмом. Крім того, використовуються вихідні статичні характеристики транзистора. На рис. 3.15 зображено вхідну та вихідні статичні характеристики, на яких будується лінія навантаження за постійним струмом. Вона і є вихідною динамічною характеристикою за постійним струмом

$$U_{KE} = E_K - I_K(R_K + R_E) . \quad (3.12)$$

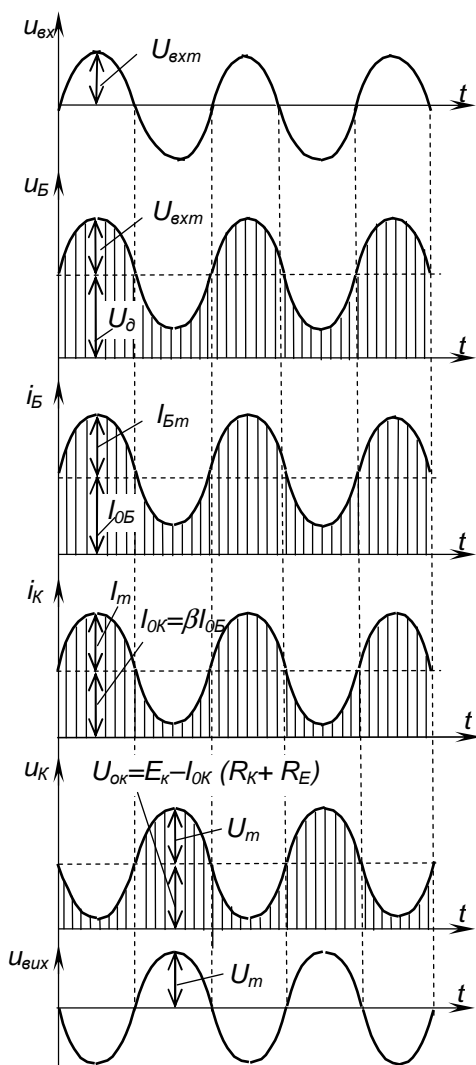


Рис. 3.14 – Часові діаграми роботи каскаду підсилення з СЕ

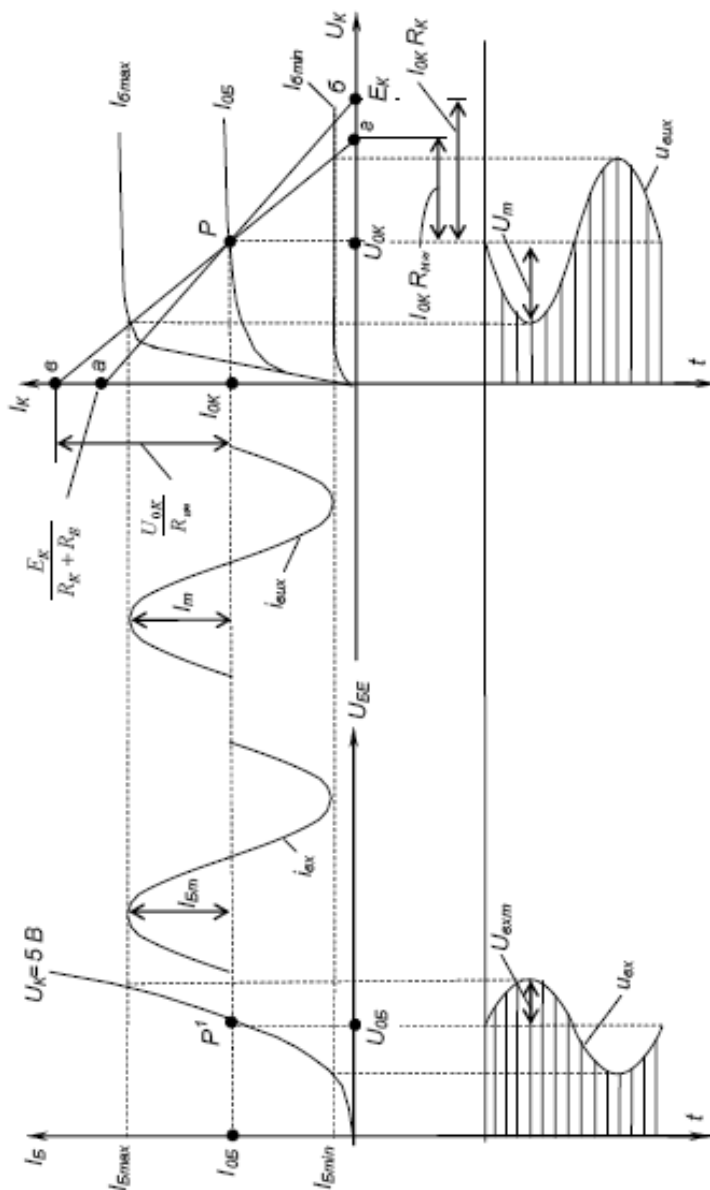


Рис. 3.15 - Вхідна та вихідні статичні й динамічні характеристики транзистора та часові залежності струмів і напруг

Будується лінія навантаження за двома точками, що відповідають:

- режиму х.х. транзистора – $U_{KE} = E_K$ при $I_K = 0$;
- режиму к.з. транзистора – $I_K = E_K / (R_K + R_E)$ при $U_{KE} = 0$.

ab – лінія навантаження за постійним струмом. За її допомогою знаходять положення точки спокою P , яка для режиму класу А має лежати посередині відрізка ab .

Із вхідної характеристики знаходимо значення U_{0B} .

Тобто за допомогою лінії навантаження за постійним струмом, вхідної та вихідної характеристик транзистора знаходимо параметри, що характеризують режим роботи транзистора за постійним струмом при $U_{ax} = 0$.

Знаючи U_{0B} , можна розрахувати параметри дільника напруги R_1, R_2 .

Щоб знайти вихідні параметри каскаду, необхідно використати лінію навантаження за змінним струмом.

Виходячи з того, що

$$i_K = I_{0K} + I_m \sin \omega t ; \quad (3.13)$$

$$u_K = U_{0K} - U_m \sin \omega t ; \quad (3.14)$$

$$U_m = I_m R_{n\approx}, \quad (3.15)$$

з виразу (3.13) знаходимо

$$I_m = \frac{i_K - I_{0K}}{\sin \omega t} . \quad (3.16)$$

У вираз (3.14) підставимо (3.15) і (3.16). Одержимо

$$u_K = U_{0K} - (i_K - I_{0K}) R_{n\approx} . \quad (3.17)$$

Це і є вихідна динамічна характеристика транзистора за змінним струмом.

За умови: $u_K = U_{0K}$, маємо $i_K = I_{0B} + \frac{U_{0K}}{R_{n\approx}}$.

Для режиму х.х.: $i_K = 0$, $u_K = U_{0K} + I_{0K} R_{n\approx}$.

За цими точками будуюмо лінію $вз$, що характеризує роботу каскаду за змінним струмом. Для забезпечення максимального динамічного діапазону каскаду точка спокою P повинна знаходитись посередині відрізка $вз$.

Визначимо основні параметри каскаду.

1. Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{um}}{I_{exm}} = \frac{I_m R_K}{I_{Bm} (R_K + R_n)} = \beta \frac{R_K}{R_K + R_n} . \quad (3.18)$$

2. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{nm}}{U_{ext}} = \frac{I_m R_{n\approx}}{I_{Em} R_{ex}} = \beta \frac{R_{n\approx}}{R_{ex}}. \quad (3.19)$$

3. Вхідний опір

$$R_{ex} = \frac{u_{ex}}{i_{ex}}. \quad (3.20)$$

Якщо вважати $i_{ex}=I_{\beta}$ (без врахування дільника R_1, R_2), то

$$R_{ex} = \frac{U_{Em}}{I_{Em}}.$$

Наявність дільника R_1, R_2 знижує вхідний опір. Зверніть увагу: відносно вхідного сигналу змінного струму резистори R_1 і R_2 виявляються увімкненими паралельно: від $e_{дж}$ струм тече не тільки через R_2 (що очевидно), а й через R_1 і далі через E_K (з опором, що дорівнює нулю – джерело напруги).

4. Вихідний опір каскаду $R_{вих} = R_K$, оскільки опір транзистора з боку колектора нескінченний (реально – сотні кілоом), як у джерела струму (див. пп. 2.4).

Обмеження, яких необхідно дотримуватись при розрахунку каскаду:

- 1) $I_{OK}=(1,05\div 1,2) I_m$;
- 2) $(I_{OK} + I_m) < I_{Kmax}$ (максимально допустимого струму транзистора);
- 3) $U_{OK} > U_m$;
- 4) $(U_{OK} + U_m) < U_{Kmax}$ (максимально допустимої робочої напруги);
- 5) $P_K = I_{OK} U_{OK} < P_{дон}$ (допустимої потужності).

Із розглянутого випливає, що для каскаду з СЕ: $K_I \gg 1$, $K_U \gg 1$ – його використовують, коли необхідно отримати якнайбільший коефіцієнт підсилення за потужністю.

Каскади з СЕ зручно сполучаються один з одним, оскільки їхні вхідний і вихідний опори досить близькі.

3.7.2. Підсилювальний каскад з СК (емітерний повторювач)

Схему емітерного повторювача зображено на рис. 3.16.

Тут R_E - навантаження підсилювача за постійним струмом, яке одночасно забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою. Призначення решти елементів те ж, що і у схеми з СЕ.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.17.

Зверніть увагу на те, що вихідна напруга співпадає за фазою з входною. Оскільки у емітерного повторювача I_E приблизно дорівнює I_K , графоаналітичний розрахунок його параметрів можна вести, використовуючи побудови, наведені у попередньому розділі.

Розглянемо параметри повторювача, аналогічні параметрам каскаду з СЕ.

$$1. K_I = \frac{I_{um}}{I_{bm}} = \frac{I_{Em} R_E}{(R_E + R_H) I_{bm}} = (\beta + 1) \frac{R_E}{R_E + R_H} \gg 1$$

$$2. K_U = \frac{U_{vuxm}}{U_{vxtm}} = \frac{U_{vuxm}}{U_{vuxm} + U_{BE}} < 1;$$

$$U_{BE} \ll U_{vuxm},$$

тому $K_U \approx 1$.

$$3. R_{gx} = \frac{U_{vxtm}}{I_{vxtm}} = R_B + (\beta + 1)(R_E + R_{EB}),$$

де R_B – опір бази;

R_E – опір у колі емітера;

R_{EB} – опір емітерного переходу.

Якщо вважати, що $R_B \rightarrow 0$ і $R_{EB} \rightarrow 0$, то

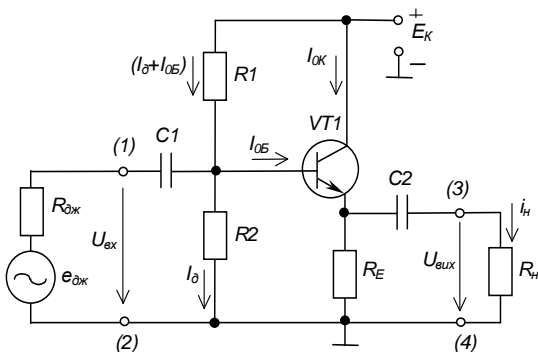


Рис. 3.16 – Емітерний повторювач

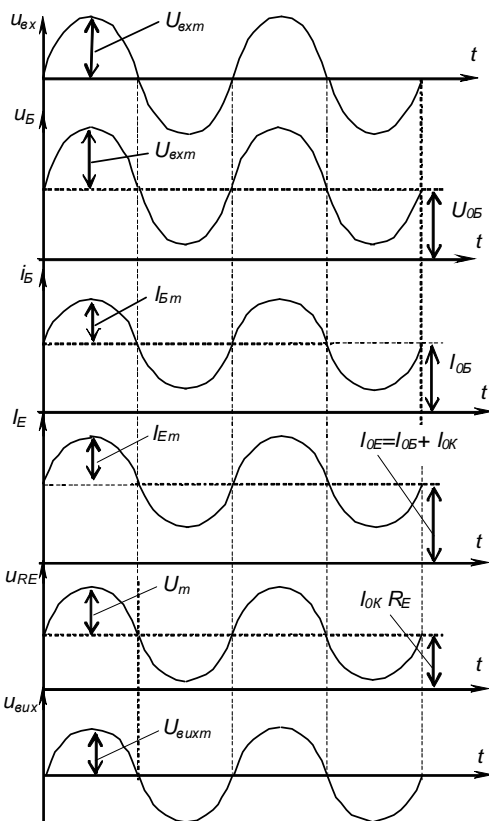


Рис. 3.17 – Часові діаграми роботи емітерного повторювача

$R_{\text{ex}} = (\beta + 1)R_E$ – має велике значення.

4. $R_{\text{вх}} = R_{EB} + \frac{R_B + R_{\text{ож}}}{\beta + 1}$ – має мале значення.

Каскади з СК застосовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має великий $R_{\text{вх}}$, а навантаження (наприклад, каскад підсилення з СЕ) має малий R_{ex} .

Оскільки каскад не змінює фази і не підсилює напруги вхідного сигналу ($K_U \approx 1$), то його й називають повторювачем.

3.7.3. Підсилювальний каскад з СБ

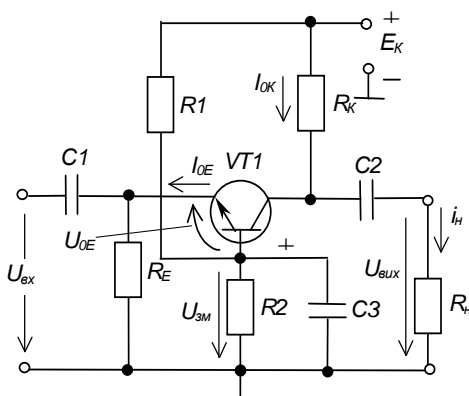


Рис. 3.18 – Підсилювальний каскад з СБ

Схему підсилювального каскаду за схемою з СБ зображено на рис. 3.18. Конденсатор C_3 забезпечує підмикання бази до спільної точки схеми за змінним струмом. Призначення решти елементів те ж саме, що й у попередніх схемах. Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.19.

Основні параметри каскаду:

1. $K_I = \frac{I_{\text{нм}}}{I_{\text{вхм}}} = \frac{I_{K\text{м}} R_K}{(R_K + R_n) I_{E\text{м}}} = \alpha \frac{R_K}{R_K + R_n} < 1$;
2. $K_U = K_I \frac{R_n}{R_{\text{ex}}} \gg 1$, тобто $K_I < 1, K_U \gg 1$;
3. $R_{\text{ex}} = \frac{U_{\text{вхм}}}{I_{E\text{м}}}$ – малий.

Такі каскади використовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має малий $R_{\text{вх}}$, а навантаження – великий R_{ex} .

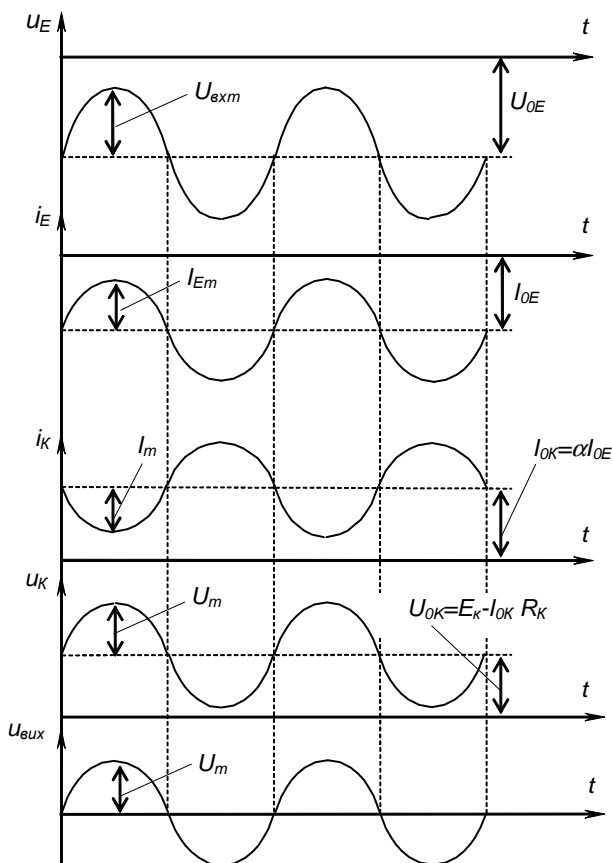


Рис. 3.19 – Часові діаграми роботи підсилювального каскаду з СБ

3.8. Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах

При побудові цих каскадів завжди слід пам'ятати, що польові транзистори керуються напругою, а не струмом, як біполярні. При цьому також можливі три схеми: зі спільним витоком (з СВ), зі спільним стоком (з СС), зі спільним затвором (з СЗ). Практичного використання набули схеми з СВ та з СС.

3.8.1. Підсилювальний каскад з СВ

Схему підсилювального каскаду з СВ наведено на рис. 3.20.

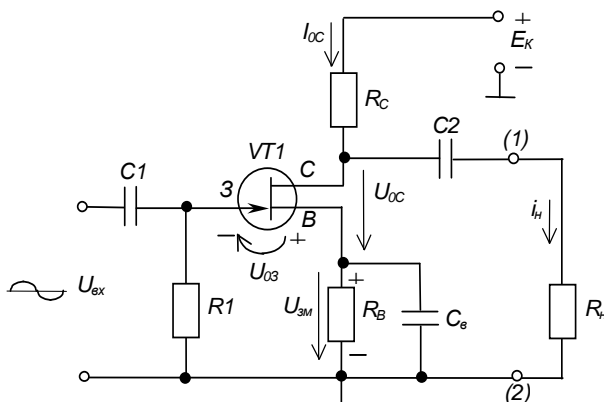


Рис. 3.20 – Підсилювальний каскад з СВ

Склад схеми та призначення елементів:

$VT1$ – польовий транзистор з керуючим $p-n$ переходом і каналом n -типу.

R_C – навантаження за постійним струмом.

E_K – джерело живлення каскаду (стокового каналу).

Ці елементи утворюють вихідне коло каскаду, де, власне, і відбувається підсилення сигналу.

R_B – утворює коло автоматичного зміщення, що задає режим спокою каскаду класу А шляхом подачі напруги зміщення до затвору VT_1 через резистор R_1 . Одночасно він забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою за рахунок створення негативного зворотного зв'язку за постійним струмом.

C_B – виключає дію негативного зворотного зв'язку для змінного вхідного сигналу.

C_1, C_2 – роздільні конденсатори.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.21.

Графоаналітичний розрахунок схеми проводиться у наступному порядку. На стоковій характеристиці польового транзистора будуюмо лінію навантаження за постійним струмом, як це показано на рис. 3.22,

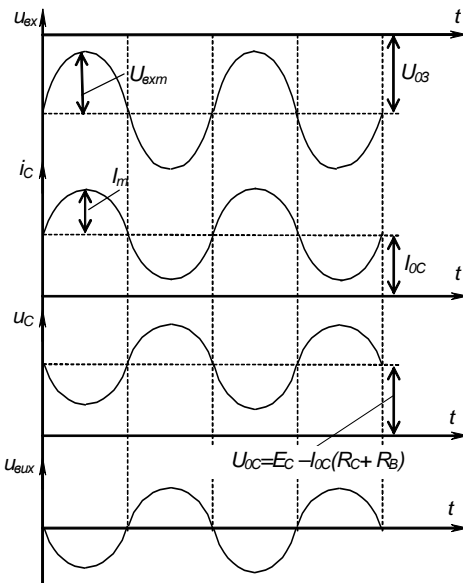
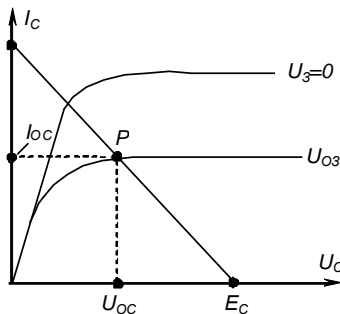


Рис. 3.21 – Часові діаграми роботи каскаду СВ

Рис. 3.22 - Стокові характеристики польового транзистора з керуючим *p-n* переходом і каналом *n*-типу та динамічна характеристика каскаду з СВ

лом *n*-типу;

R_B – навантаження каскаду за постійним струмом (водночас створює напругу зміщення $U_{зм}$);

R_1, R_2 – дільник напруги (створює напругу U_0).

$$U_C = E_C - I_C(R_C + R_B) .$$

Знаючи U_{03} , знайдемо $R_B = U_{03} / I_{0C}$. Оскільки навантаженням транзистора є, наприклад, наступний підсилювальний каскад на польовому транзисторі з дуже великим входним опором, то $R_H \gg R_C$, $R_H \approx R_C$, і всі побудови за змінним струмом можна виконати за допомогою лінії навантаження за постійним струмом.

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = S \frac{R_i R_C}{R_i + R_C} , \quad (3.21)$$

де S – крутизна;

R_i – внутрішній опір польового транзистора.

Розглянутий каскад набув широкого розповсюдження у входних колах інтегральних підсилювачів.

3.8.2. Підсилювальний каскад з СС

Схему підсилювального каскаду з СС наведено на рис. 3.23.

Тут:

$VT1$ – польовий транзистор з керуючим *p-n* переходом і каналом *n*-типу;

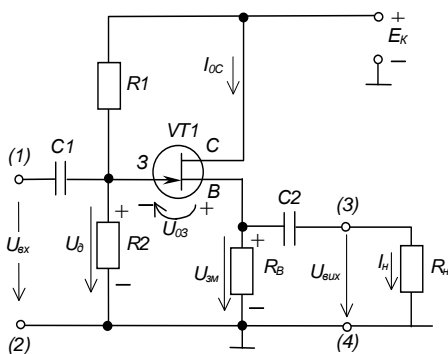


Рис. 3.23 – Підсилювальний каскад з СС

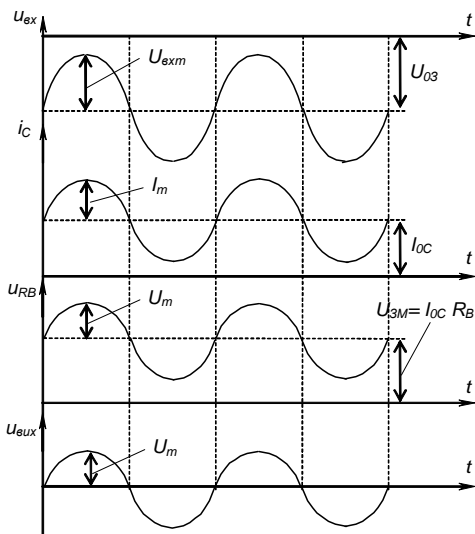


Рис. 3.24 – Часові діаграми роботи каскаду СС

U_0 та U_{3M} задають режим спокою підсилювального каскаду:

$$U_{03} = U_{3M} - U_0.$$

Призначення решти елементів аналогічне попереднім схемам.

Навантаження каскаду за змінним струмом $R_n = R_B \parallel R_n$.

Роботу підсилювача ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.24.

Ця схема має назву витокового повторювача, оскільки $U_{вх}$ майже повторює вхідну напругу.

Для каскаду можна записати такі співвідношення:

$$U_{вх} = U_{вх} - U_{3B};$$

$$U_{3B} \ll U_{вх},$$

тому $U_{вх} \approx U_{вх}$; $K_U < 1$;

$$R_{вх} \approx R_B.$$

Каскад має великий $R_{вх}$ і малий $R_{вх}$, тому використовується як узгоджувальний підсилювач у разі необхідності узгодження джерела сигналу з великим $R_{вх}$ з навантаженням, що має малий $R_{вх}$, наприклад, підсилювачів на польових та біполярних транзисторах.

Каскади на польових МДН-транзисторах схематично будують так, як і каскади на біполярних транзисторах.

3.8.3. Зворотні зв'язки у підсилювачах

Поряд із колами прямої передачі сигналів у підсилювачах вводять

штучно створені кола, через які частина енергії з виходу подається на вхід. Це явище має назву **зворотного зв'язку**.

Із застосуванням зворотних зв'язків ми вже зустрічались, коли розглядали будову тиристора (внутрішній позитивний зв'язок) та температурну стабілізацію режиму спокою підсилювального каскаду (негативний зворотний зв'язок).

Кола, за допомогою яких забезпечують зворотні зв'язки, називають колами зворотного зв'язку.

Коло прямої передачі сигналу і коло зворотного зв'язку утворюють петлю зворотного зв'язку.

Структурні схеми петльових зв'язків наведені на рис. 3.25.

Зворотні зв'язки поділяються також на зв'язки за напругою та за струмом, як показано на рис. 3.26, або змішані.

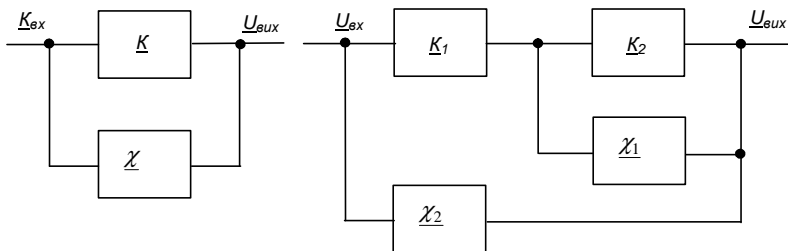


Рис. 3.25 – Приклади петльових зворотних зв'язків:
а – однопетльовий; б – багатопетльовий

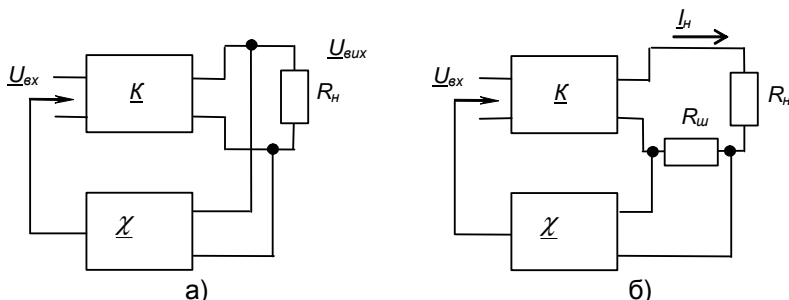


Рис. 3.26 – Зворотні зв'язки: а – за напругою; б – за струмом
(шунт R_w – датчик струму навантаження)

Залежно від способу подачі сигналу зворотного зв'язку у вхідне коло розрізняють паралельний та послідовний зворотні зв'язки, як по-

казано на рис. 3.27.

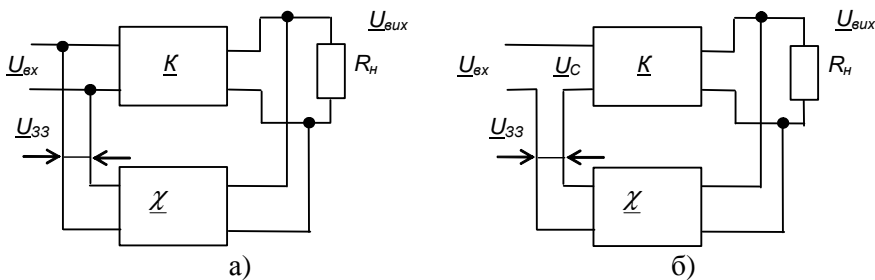


Рис. 3.27 – Паралельний (а) та послідовний (б) зворотні зв'язки

Зазвичай зворотні зв'язки у підсилювачах застосовують для стабілізації і покращення параметрів підсилювача.

Властивості підсилювача із зворотним зв'язком розглянемо на прикладі послідовного зворотного зв'язку за напругою.

Основним показником є коефіцієнт передачі зворотного зв'язку

$$\underline{\chi} = \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{vux}}, \quad (3.22)$$

який визначає, яка частка вихідної напруги надходить до вхідного кола підсилювача (\underline{U}_{33} – комплекс напруги зворотного зв'язку).

Для вхідного кола можна записати рівняння

$$\underline{U}_C = \underline{U}_{vx} + \underline{U}_{33}, \quad (3.23)$$

де \underline{U}_C – комплекс напруги на вході.

З урахуванням виразу (3.22)

$$\underline{U}_C = \underline{U}_{vx} + \underline{\chi} \underline{U}_{vux}. \quad (3.24)$$

Запровадимо наступні позначення:

1) коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку

$$\underline{K} = \frac{\underline{U}_{vux}}{\underline{U}_C}; \quad (3.25)$$

2) коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком

$$\underline{K}_{33} = \frac{\underline{U}_{vux}}{\underline{U}_{vx}}. \quad (3.26)$$

Можна записати

$$\underline{U}_{вих} = \underline{K} \underline{U}_C. \quad (3.27)$$

З урахуванням виразу (3.24), маємо:

$$\underline{U}_{вих} = \underline{K}(\underline{U}_{вх} + \underline{\chi} \underline{U}_{вих}). \quad (3.28)$$

Поділимо обидві частини рівняння (3.28) на $\underline{U}_{вх}$ і одержимо

$$\underline{K}_{33} = \underline{K}(1 + \underline{\chi} \underline{U}_{вих}), \quad (3.29)$$

звідки

$$\underline{K}_{33} = \frac{\underline{K}}{1 - \underline{\chi} \underline{K}}. \quad (3.30)$$

Зобразимо \underline{K} та $\underline{\chi}$ у вигляді:

$$\underline{K} = K e^{j\varphi_K}; \quad (3.31)$$

$$\underline{\chi} = \chi e^{j\varphi_\chi}, \quad (3.32)$$

де φ_K, φ_χ – фазовий зсув сигналу у колі прямої передачі та колі зворотного зв'язку відповідно.

Вираз (3.30) набуває вигляду

$$\underline{K}_{33} = \frac{K e^{j\varphi_K}}{1 - \chi K e^{j(\varphi_K - \varphi_\chi)}}. \quad (3.33)$$

Візьмемо випадок, коли $\varphi_K + \varphi_\chi = \pi n$, ($n = 1, 3, 5, \dots$).

Тоді $e^{j\pi} = -1$, а $\varphi_K \approx 0$ і вираз (3.33) матиме вигляд

$$K_{33} = \frac{K}{1 + \chi K}. \quad (3.34)$$

Отже, якщо сигнал зворотного зв'язку зсунутий відносно вхідного сигналу на кут π , то цей зв'язок називається **негативним зворотним зв'язком** (НЗЗ). Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, зменшується у $(1 + \chi K)$ разів. Незважаючи на це, НЗЗ широко використовують для підвищення стабільності роботи підсилювачів і покращення інших їхніх параметрів.

У першу чергу, НЗЗ знижує залежність \underline{K}_{33} від зміни \underline{K} (наприклад, пов'язаних зі змінами температури). Покажемо це, для чого продиференціюємо вираз (3.34) за \underline{K} .

$$\frac{dK_{33}}{dK} = \frac{(1+\chi K) - K\chi}{(1+\chi K)^2} = \frac{1}{(1+\chi K)^2}. \quad (3.35)$$

Перегрупуємо та поділимо ліву і праву частини цього рівняння на K_{33} із урахуванням (3.34), отримуємо

$$\frac{dK_{33}}{K_{33}} = \frac{dK}{K(1+\chi K)}. \quad (3.36)$$

Цей вираз свідчить, що зміни K_{33} у $(1+\chi K)$ разів менші від змін K .

У випадку глибокого НЗЗ маємо

$$\chi K \gg 1, \text{ т то } K_{33} = \frac{1}{\chi} - \text{не залежить від } K.$$

Якщо, наприклад, $K = 10^3$, $\chi = 0,1$, т $K_{33} \approx 10$.

НЗЗ також підвищує R_{ex} і знижує $R_{вих}$:

$$R_{ex33} = R_{ex}(1+\chi K); \quad R_{вих33} = \frac{R_{вих}}{(1+\chi K)}. \quad (3.37)$$

Також НЗЗ знижує коефіцієнт нелінійних та частотних спотворень. Отже зрозуміло, чому його широко застосовують у підсилювачах.

Розглянемо випадок, коли $\varphi_K + \varphi_\chi = 0$ (тобто сигнал зворотного зв'язку співпадає за фазою з вхідним сигналом). Такий зв'язок називається **позитивним зворотним зв'язком** (ПЗЗ). У випадку ПЗЗ вираз (3.33) має вигляд

$$K_{33} = \frac{K}{1-\chi K}. \quad (3.38)$$

Це свідчить, що K_{33} у $\left(\frac{1}{1-\chi K}\right)$ разів більший, ніж K . Тобто ПЗЗ

суттєво підвищує коефіцієнт підсилення підсилювача при $\chi K < 1$. Але у той же час він погіршує інші його параметри. Тому практично застосовують граничний випадок, коли $\chi K = 1$ і $K_{33} \rightarrow \infty$. Цей режим роботи називається **генераторним (підсилювач самозбуджується)** і використовується при створенні схем генераторів різного виду.

Зазначимо: наявність нульового фазового зсуву сигналу зворотного зв'язку і коефіцієнта підсилення більшого за одиницю є **умовами режиму генерації**.

3.9. Багатокаскадні підсилювачі

Якщо один підсилювальний каскад не забезпечує потрібний рівень підсилення, то застосовують **багатокаскадні підсилювачі**. Структурну схему такого підсилювача зображено на рис. 3.28.

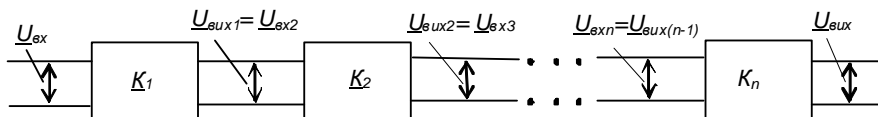


Рис. 3.28 – Структурна схема багатокаскадного підсилювача
Загальний коефіцієнт підсилення при цьому становить

$$\underline{K}_{заг} = \underline{K}_1 \underline{K}_2 \dots \underline{K}_n. \quad (3.39)$$

3.9.1. Багатокаскадні підсилювачі з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками

Найбільш широкого вжитку набули підсилювачі змінного струму з **резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками** (з RC-зв'язками). Вони мають добрі частотні властивості, невеликі габарити, високу надійність і тому широко використовуються, як при створенні підсилювачів на дискретних елементах, так і в інтегральному виконанні.

На рис. 3.29 наведено схему такого підсилювача.

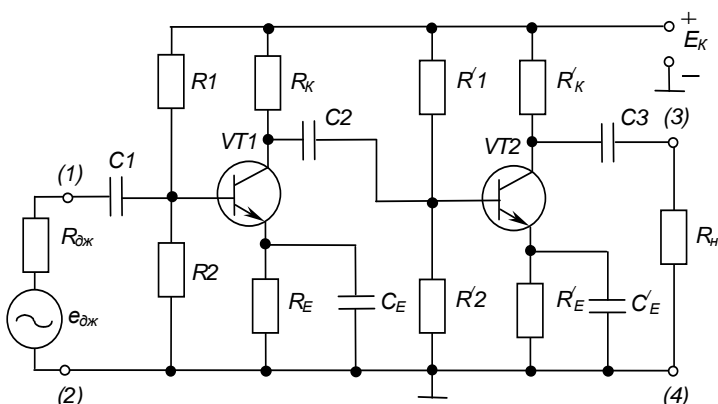


Рис. 3.29 – Двокаскадний підсилювач з резистивно-ємнісними зв'язками
Підсилювач складається з двох каскадів підсилення, виконаних на

транзисторах $VT1$ і $VT2$ за схемою з СЕ.

Вхідний сигнал після підсилення першим каскадом через конденсатор C_2 надходить на вхід другого каскаду, з виходу якого підсилений вдруге через конденсатор C_3 подається на навантаження R_H .

Розрахунок багатокаскадного підсилювача починають з вихідного (останнього) каскаду. Потім, знаючи його вхідну напругу, що є вихідною напругою попереднього каскаду, приступають до розрахунку попереднього каскаду і т.д. Виходячи з умови забезпечення однотипності, каскади попереднього підсилення виконують однаковими (зазвичай, із найбільш можливим коефіцієнтом підсилення). Тому розрахунок завжди зводиться фактично до розрахунку одного каскаду.

$$R_{H1} \approx R_K \parallel R' \parallel R_{ex2},$$

де $R' = R'_1 \parallel R'_2$;

R_{ex2} – вхідний опір за змінним струмом другого каскаду;

$$R_{H2} \approx R'_K \parallel R_H.$$

Амплітудна характеристика такого підсилювача має вигляд, наведений на рис. 3.30.

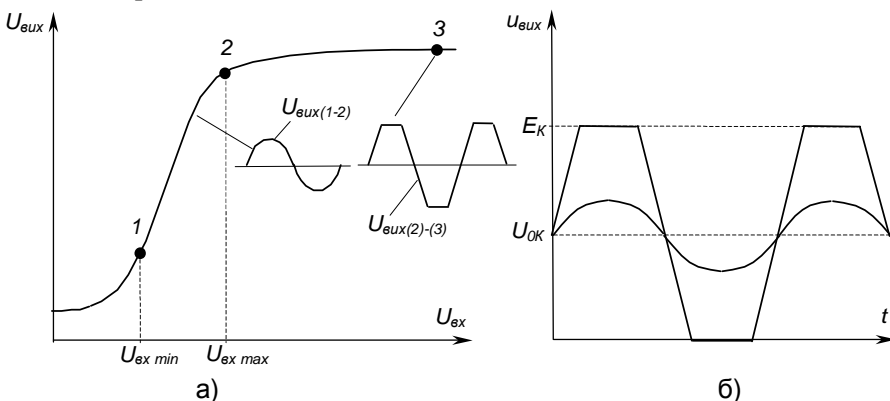


Рис. 3.30 - Амплітудна характеристика (а) та часові діаграми вихідного сигналу (б) двокаскадного підсилювача з RC-зв'язками

На ній позначено:

1-2 – робоча ділянка підсилювача;

2-3 – режим насичення.

$$D = \frac{U_{vx \max}}{U_{vx \min}} - \text{динамічний діапазон підсилювача.}$$

На ділянці 1-2 маємо незначне спотворення форми вихідного сигналу, зумовлене нелінійністю характеристик транзистора. Ступінь спотворень визначається **коефіцієнтом нелінійних викривлень**

$$K_n = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (3.40)$$

де U_1 – ефективне значення напруги першої (основної) гармоніки вихідного сигналу;

U_2, U_3, \dots, U_n – ефективні значення напруги другої, третьої і т.д. (вищих) гармонік вихідного сигналу.

Наявність сигналу на виході підсилювача при $U_{ex} < U_{ex \min}$ і навіть при $U_{ex} = 0$, визначається власними шумами елементів підсилювача. Це шумовий сигнал, що зумовлений, наприклад, нестационарністю процесу інжекції носіїв із емітера в базу біполярного транзистора (до речі, польові транзистори позбавлені цього недоліку, в зв'язку з чим їх часто використовують у першому каскаді підсилювачів малих сигналів); виникають **шуми** також за рахунок флуктуацій струму при його протіканні через металокомпонитні, вугільні та інші резистори і т.п. Крім того, причиною вихідних шумів є сигнали, наведені на елементах і з'єднаннях підсилювача зовнішніми електромагнітними полями, завади, що проникають на його вхід з кіл живлення при наявності в них пульсацій напруги.

Для зниження вихідних шумів використовують елементи з малими власними шумами, застосовують екранування, додаткові фільтри, вибирають схеми джерел живлення з мінімальними пульсаціями.

На ділянці 2-3 маємо режим насичення підсилювача з-за того, що транзистор тут виходить за межі лінійного режиму: поперемінно переходить з режиму відсічки через лінійний режим до режиму насичення і навпаки (не плутайте динамічний режим насичення підсилювача з статичним режимом насичення транзистора).

Другою важливою характеристикою двокаскадного підсилювача з RC-зв'язками є амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), зображена на рис. 3.31.

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на низьких частотах є наявність розділяючих конденсаторів C_1, C_2, C_3 і C_E , оскільки опір конденсатора

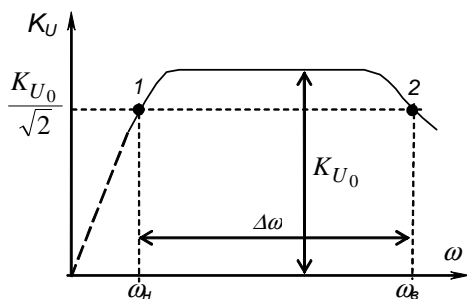


Рис. 3.31 – АЧХ двокаскадного підсилювача з RC- зв'язками

$$x_c \Big|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty$$

У результаті на розділяючих конденсаторах падає частина напруги сигналу, що повинен передаватися у наступний каскад або навантаження, а з ростом опору C_E , виникає суттєвий НЗЗ за підсилюваним сигналом змінної напруги – коефіцієнт підсилення знижується.

ється.

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на високих частотах є:

- 1) зниження коефіцієнта передачі транзистора за струмом β при $\omega > \omega_{взр}$;
- 2) наявність у схемі паразитних конденсаторів та індуктивностей, оскільки

$$x_c \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{1}{\omega C} = 0 ; \quad x_L \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = \omega L \rightarrow \infty ,$$

то зі збільшенням частоти сигналу (або для його вищих складових гармонік) розосереджена ємність ліній зв'язку в межах каскаду шунтує частину енергії сигналу, що підсилюється, а індуктивність провідників веде до падіння на них напруги. У результаті коефіцієнт підсилення знижується.

3.9.2. Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторними зв'язками

В таких підсилювачах зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою трансформаторів. Зазвичай, первинна обмотка вмикається у вихідне струмове коло транзистора попереднього каскаду, а вторинна обмотка підмикається до входу наступного каскаду або безпосередньо до навантаження. У першому випадку маємо справу з підсилювачем напруги, у другому – з підсилювачем потужності.

Структурна схема підсилювача з трансформаторними зв'язками зображена на рис. 3.32.

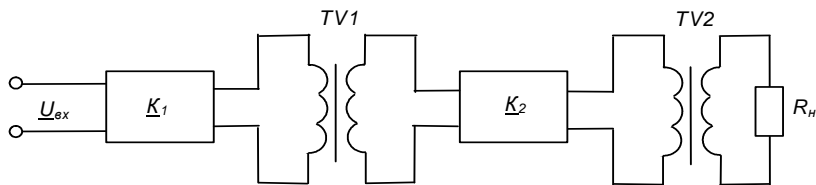


Рис. 3.32 – Двокаскадний підсилювач з трансформаторними зв'язками

У цій схемі перший каскад – підсилювач напруги, другий – підсилювач потужності.

Використання трансформатора надає такі переваги:

1) підвищується загальний коефіцієнт підсилення як за напругою, так і за струмом;

2) забезпечуються умови максимальної передачі потужності за рахунок узгодження вихідного опору каскаду з опором його навантаження ($R_{вих} = R_n$).

Але використання трансформатора має і свої недоліки, а саме: підвищуються маса і габарити підсилювача, погіршуються частотні властивості підсилювача. Крім того, в наш час трансформатор є нетехнологічним виробом: технологія виробництва трансформаторів кардинально відрізняється від технології виготовлення інших вузлів підсилювача.

Найширшого розповсюдження трансформаторні підсилювачі знаходили до недавнього часу як підсилювачі потужності. Будуються вони за однотактною або двотактною схемами.

Зазначимо, що **підсилювальні каскади**, які були нами розглянуті, усі **однотактні**: за період підсилюваного сигналу струм у них протікає через один транзистор і у одному напрямку. При цьому забезпечується підсилення як позитивної так і негативної півхвилі, якщо каскад працює у режимі класу А, або півхвилі лише однієї полярності, якщо у режимах класу В або АВ.

Двотактні підсилювальні каскади будують з двох однотактних, що як правило, працюють у режимах класу В або АВ: один каскад забезпечує підсилення позитивної півхвилі, а другий – негативної. Отже, підсилення за період підсилюваного сигналу відбувається у два такти.

Схема однотактного трансформаторного підсилювача потужності наведена на рис. 3.33.

У колекторне коло транзистора $VT1$ ввімкнено первинну обмотку трансформатора $TV1$, його вторинна обмотка підімкнена до навантаження R_n .

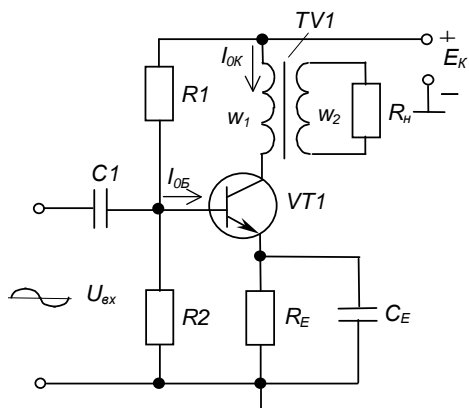


Рис. 3.33 – Однотактний трансформаторний підсилювач потужності

$R_{вих} = R_n n^2$, і коефіцієнт трансформації

$$n = \sqrt{\frac{R_{вих}}{R_n}}. \quad (3.42)$$

Недоліками наведеної схеми є низький к.к.д.: $\eta = 0,25 \div 0,3$; наявність сталого підмагнічування осердя трансформатора внаслідок протікання постійного струму I_{0K} по його первинній обмотці, що призводить до збільшення габаритів трансформатора.

Вказаних недоліків позбавлений двотактний підсилювач потужності, принципову схему якого зображено на рис. 3.34.

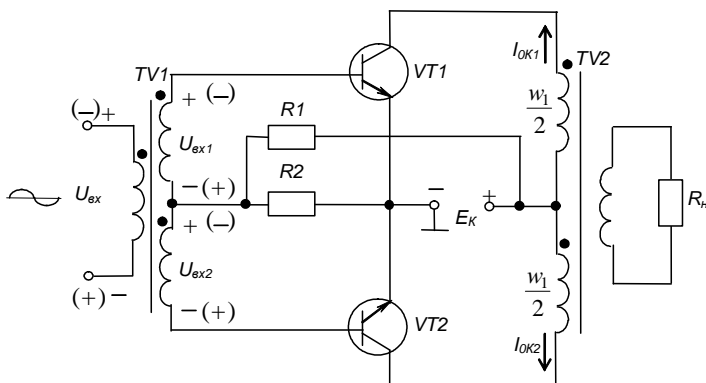


Рис. 3.34 – Двотактний трансформаторний підсилювач потужності

Коефіцієнт трансформації $n = w_1/w_2$, де w_1 , w_2 – кількість витків первинної та вторинної обмоток відповідно.

Призначення решти елементів те ж саме, що і в попередніх схемах.

Працює підсилювач у режимі класу А.

Значення опору навантаження, зведене до первинної обмотки, становить

$$R'_n = R_n n^2. \quad (3.41)$$

Оскільки $R_{вих} = R'_n$, то

Підсилювач складається з двох одноктактних каскадів, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Параметри транзисторів повинні бути практично однаковими. Трансформатор $TV1$ призначений для подачі на вхід підсилювача двох напруг U_{ex1} та U_{ex2} , рівних за значенням, але зсунутих за фазою на 180 ел. град. Трансформатор $TV2$ узгоджує вихід підсилювача з навантаженням, тобто забезпечує виконання умови передачі максимальної потужності. Резистори R_1 , R_2 призначені для створення режиму спокою (в режимі класу АВ) для обох транзисторів.

Такий підсилювач може працювати у класі В (за відсутності дільника R_1 , R_2) або АВ. У трансформатора $TV2$ стале підмагнічування відсутнє, оскільки по одній його напівобмотці постійний струм тече в одному напрямку, а по другій – у протилежному, причому $I_{OK1}=I_{OK2}$.

Розглянемо роботу підсилювача за наявності U_{ex1} .

Якщо полярність U_{ex1} відповідає вказаній на схемі без дужок, транзистор $VT2$ закритий, а $VT1$ працює в режимі підсилення. При цьому в колекторному колі $VT1$ з'являється підсилена півхвиля струму, що через верхню первинну півобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження.

При полярності U_{ex1} , вказаній у дужках, транзистор $VT1$ закритий, а $VT2$ знаходиться у режимі підсилення під дією U_{ex2} . Півхвиля струму,

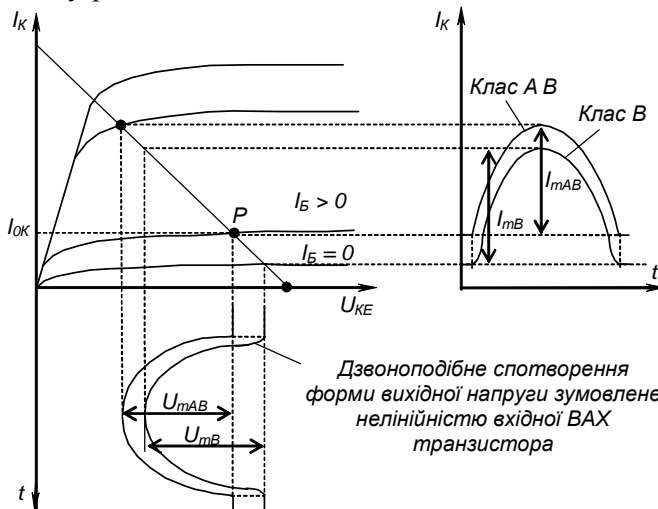


Рис. 3.35 – Побудова часової діаграми імпульсу колекторного струму за допомогою вихідної характеристики транзистора

що протікає у колекторному колі $VT2$, має протилежний напрямок і через нижню первинну півобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження. Таким чином, транзистори $VT1$ і $VT2$ працюють по черзі, створюючи підсилену змінну напругу на навантаженні за два такти.

На рис. 3.35 зображено вихідні характеристики транзистора та побудову часової діаграми імпульсу колекторного струму.

Повна та вихідна потужності відповідно становлять

$$P = \frac{I_m U_m}{2}, \quad P_{\text{вих}} = \eta P. \quad (3.43)$$

3.9.3. Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення

Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення якнайширше використовують як у складі ІМС, так і в дискретному виконанні. Схему такого каскаду, виконану на однотипних транзисторах n - p - n типу, наведено на рис. 3.36.

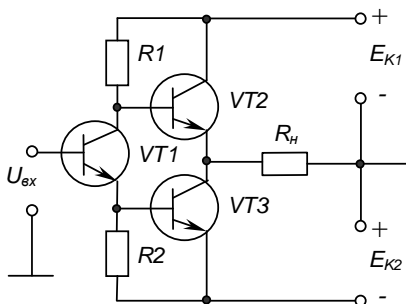


Рис. 3.36 – Безтрансформаторний каскад підсилення на однотипних транзисторах

Транзистор $VT2$ і навантаження R_n утворюють каскад з СК, а $VT3$ і R_n – каскад з СЕ. Сигнали, що підсилюються, надходять на входи транзисторів $VT2$, $VT3$ із зміщенням за фазою на 180 ел. град.: одержання двох протифазних напруг забезпечує фазоінверсний каскад на транзисторі $VT1$. Транзистори $VT2$ і $VT3$ поперемінно відкриваються позитивними півперіодами, зумовлюючи протікання в навантаженні змін-

ного струму.

Живлення такого каскаду можливе і від однополярного джерела. У такому випадку навантаження підмикається через конденсатор великої ємності ($1/\omega_n C \ll R_n$).

Останнім часом широко використовують каскади підсилення, побудовані на транзисторах різного типу провідності – на **комплементар-**

них (від латинського *complement* – доповнення) парах транзисторів. Схему найпростішого такого каскаду наведено на рис. 3.37. Кожен з транзисторів разом з навантаженням тут утворює схему з СК.

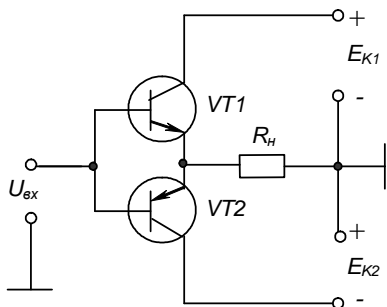


Рис. 3.37 – Найпростіший каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності

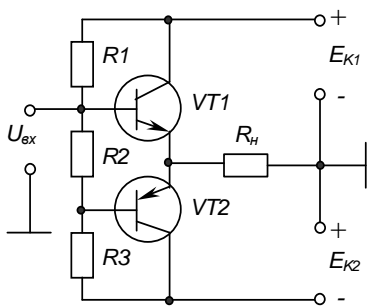


Рис. 3.38 – Безтрансформаторний каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності у режимі класу АВ

Працює каскад у режимі класу В, який відзначається значними не- лінійними викривленнями при підсиленні гармонічних сигналів.

Характерна особливість такої схеми: для неї не потрібен фазоінверсний каскад.

Для забезпечення роботи в режимі класу АВ, використовують невелике зміщення (0,6-0,7) В, як це показано на рис. 3.38 (ділянка R_1 - R_3).

При цьому, за відсутності вхідного сигналу, через обидва транзистори протікає невеликий струм спокою (наскрізний струм), а через навантаження не протікає.

Оскільки в цих схемах обидва транзистори ввімкнені відносно навантаження як емітерні повторювачі, то вони досить просто узгоджуються з низькоомним опором навантаження і к.к.д. при цьому досить високий. Вихідна напруга

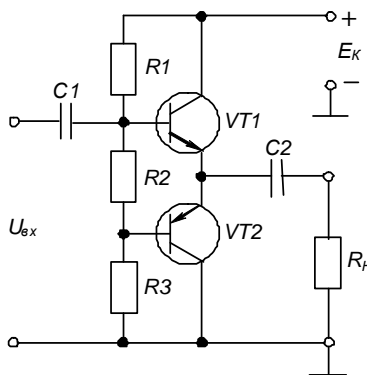


Рис. 3.39 – Безтрансформаторний каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності у режимі класу АВ за однополярного живлення

дорівнює вхідній, а підсилення потужності відбувається за рахунок підсилення струму.

За використання однополярного джерела живлення схема такого каскаду має вигляд, наведений на рис. 3.39. Для забезпечення виключення впливу режиму каскаду за постійним струмом на передкінечний каскад і навантаження, останні підмикаються відповідно через конденсатори C_1 і C_2 . За великої потужності навантаження C_2 має значну ємність (а, отже, і габарити та масу).

3.9.4. Вибіркові підсилювачі

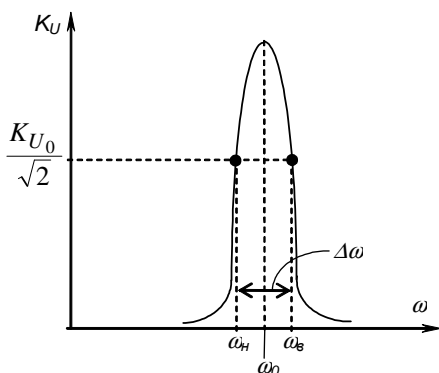


Рис. 3.40 – АЧХ вибіркового підсилювача

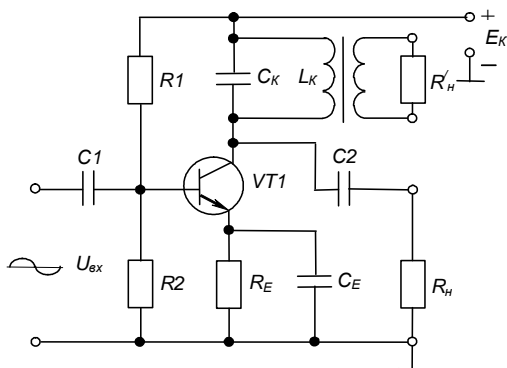


Рис. 3.41 – Вибірковий (резонансний) підсилювач

Вибіркові підсилювачі

застосовують, якщо необхідно з сукупності вхідних сигналів широкого діапазону частот виділити групу сигналів близьких за частотами, що несуть корисну інформацію (наприклад, при налаштуванні радіоприймача на конкретну станцію). АЧХ такого підсилювача має вузьку смугу підсилюваних частот, як це показано на рис. 3.40 (порівняйте з рис. 3.31).

Вибіркові підсилювачі зазвичай будують як підсилювачі з СЕ, колекторним навантаженням яких є паралельний LC-контур, що налаштовується у резонанс на деяку частоту ω_0 , тому їх ще називають **резонансними підсилювачами**.

Схему вибіркового (резонансного) підсилювача наведено на рис. 3.41. У нього

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}},$$

де L_K і C_K – індуктивність і ємність контуру.

Зв'язок з навантаженням (часто це наступний каскад підсилення) може бути трансформаторним – як підімкнене навантаження R'_n – або резистивно-ємнісним – як підімкнене навантаження R_n .

За низьких частот (тисячі і десятки тисяч герц) застосування LC -контурів недоцільне, бо тут низька їх добротність, великі габарити та маса. У такому разі застосовують підсилювачі з частотно-залежними зворотними зв'язками, зазвичай резистивно-ємнісними.



Контрольні запитання

1. Поясніть, коли виникає потреба в електронних підсилювачах і в чому полягає принцип підсилення?
2. Вкажіть, як класифікують підсилювачі і які основні параметри і характеристики вони мають?
3. Що таке підсилювальний каскад?
4. Які Ви знаєте режими роботи підсилювального каскаду та чим вони забезпечуються?
5. Наведіть схеми завдання режиму спокою підсилювального каскаду і поясніть принцип їх дії.
6. Чому виникає потреба в температурній стабілізації підсилювача і як вона забезпечується?
7. Наведіть схеми та поясніть за допомогою часових діаграм принцип дії підсилювальних каскадів з СЕ, з СБ, з СК, з СВ, з СС.
8. Що таке зворотні зв'язки в підсилювачах і як вони впливають на їхні параметри та характеристики?
9. Як будують багатокаскадні підсилювачі? Поясніть особливості їх роботи за допомогою амплітудної характеристики і АЧХ.
10. Як забезпечується зв'язок між каскадами багатокаскадних підсилювачів?
11. У чому полягають особливості роботи вихідних каскадів підсилення? Наведіть схеми і поясніть принцип дії трансформаторних і безтрансформаторних вихідних каскадів.
12. Наведіть схему і поясніть принцип дії вибіркового підсилювача.

РОЗДІЛ 4

ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

4.1. Загальні відомості

У вимірювальній техніці, автоматичі, системах автоматичного керування і т.п. широко застосовують пристрої, що мають назву датчиків (давачів). Вони є перетворювачами неелектричних величин в електричні, часто – у напругу постійного струму. Їхня вихідна напруга пропорційна таким неелектричним величинам як температура, тиск, освітленість т.ін. Рівень вихідних напруг датчиків невеликий, із часом вони малозмінні або взагалі незмінні. Для підсилення таких сигналів і використовуються **підсилювачі постійного струму (ППС)**.

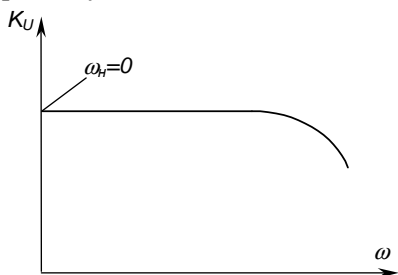


Рис. 4.1 – АЧХ ППС

АЧХ ППС зображена на рис. 4.1. Її особливість полягає у тому, що нижня гранична частота діапазону підсилюваних сигналів дорівнює нулю. Отже, є можливість підсилення сигналів постійного струму.

Схемотехнічно це забезпечується відсутністю роздільних конденсаторів або трансформаторів між джерелом струму, каскадами і навантаженням. Тобто, ППС є підсилювачем із безпосередніми зв'язками.

Наявність роздільних елементів, які забезпечують розділення за постійним струмом і зв'язок за змінним, надавала ту перевагу, що режим i -го каскаду за постійним струмом не впливає на роботу інших каскадів, джерела сигналу або навантаження.

У підсилювачах з безпосередніми зв'язками вплив дестабілізуючих факторів (наприклад, змін із часом температури або напруги живлення) на режим спокою каскаду призводить до того, що навіть за відсутності вхідного сигналу, на виході підсилювача може з'являтися напруга, що навантаженням буде сприйматися як результат підсилення деякого вхідного сигналу. Це явище має назву **дрейфу нуля ППС**.

Дрейф нуля зумовлюється зміною вихідної напруги за зазначений проміжок часу при відсутності вхідного сигналу:

$$d = \frac{U_{\partial p \max} - U_{\partial p \min}}{K_U}, \quad (4.1)$$

де $U_{\partial p \max}$, $U_{\partial p \min}$ – відповідно максимальне та мінімальне значення вихідної напруги за визначений проміжок часу;

K_U – коефіцієнт підсилення.

Для зменшення дрейфу в ППС застосовують елементи термостабілізації, запроваджується жорстка стабілізація напруги живлення та, найчастіше, використовують спеціальні балансні схеми.

4.2. Підсилювач прямого підсилення

Найпростішим представником ППС є підсилювач **прямого підсилення з безпосередніми зв'язками**. Розглянемо схему двокаскадного підсилювача прямого підсилення, зображену на рис. 4.2.

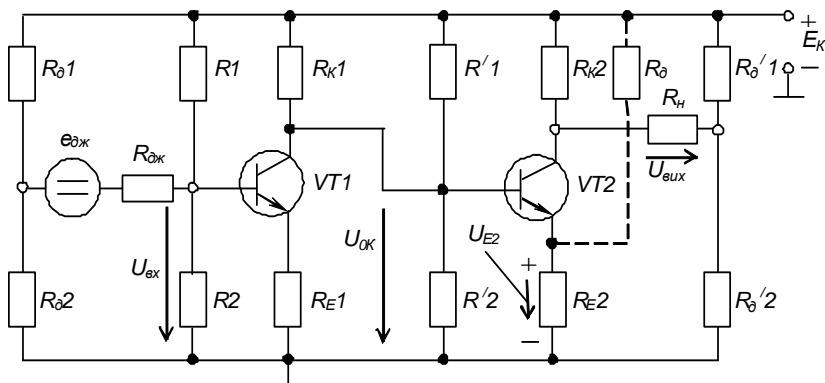


Рис. 4.2 – Двокаскадний підсилювач постійного струму прямого підсилення

Він складається з двох каскадів, виконаних за схемою з СЕ. Призначення елементів те ж саме, що і у підсилювачах змінного струму.

За принципової неможливості застосування реактивних роздільних елементів, щоб забезпечити виключення впливу напруг, що відповідають режиму спокою каскадів, на джерело сигналу і на навантаження, останнє тут підімкнено між колектором $VT2$ та середньою точкою ділника $R'_{\partial 1}$, $R'_{\partial 2}$, а вхідний сигнал подано на базу $VT1$ відносно середньої точки ділника $R_{\partial 1}$, $R_{\partial 2}$. Значення опорів резисторів $R_{\partial 1}$, $R_{\partial 2}$, $R'_{\partial 1}$, $R'_{\partial 2}$ добирають якомога меншими та таким чином, щоб за $e_{\partial ж} = 0$ на виході було $U_{вих} = 0$.

Вхідний сигнал, що надходить до входу першого каскаду, підсилюється і з колектора транзистора $VT1$ подається на вхід другого каскаду, виконаного на транзисторі $VT2$. Після повторного підсилення, сигнал надходить на навантаження R_n .

На відміну від підсилювача змінного струму, де режим спокою вибирається за умов найліпшого підсилення вхідного сигналу і не впливає на навантаження завдяки наявності реактивних елементів зв'язку, у цьому підсилювачі процеси протікають по-іншому.

Напруга спокою першого каскаду U_{OK} безпосередньо подається на вхід другого і, якщо не вжити спеціальних заходів, під її дією транзистор $VT2$ насичується. Тобто ні про яке підсилення не може йти мови. Для того щоб виключити це явище, до емітерного кола $VT2$ вводять резистор R_{E2} , на якому виділяється напруга U_{E2} , що компенсує напругу U_{OK} , оскільки спрямована зустрічно. Тобто виконується умова $U_{OK} - U_{E2} = U_{OB}$; $U_{E2} = R_{E2} I_{OE2}$, де I_{OE2} – струм емітера в режимі спокою. Наявність великих R_{E1} та R_{E2} призводить до виникнення в схемі глибоких НЗЗ, що значно знижує коефіцієнт підсилення. Тому такі підсилювачі мають обмежену кількість каскадів (зазвичай не більше двох).

Для того, щоб знизити значення емітерного опору, можна використати ділник напруги R_{E2} , R_∂ (зображений на рис. 4.2 пунктиром). У цьому випадку навіть на малому опорі R_{E2} можна одержати потрібний рівень напруги. Але це зменшення НЗЗ призводить до підвищення втрат потужності, а отже, до зниження к.к.д.

Коефіцієнт підсилення схеми у цілому:

$$K_U = K_{U1} K_{U2}, \quad (4.2)$$

$$\text{де} \quad K_{U1} = \beta_1 \frac{R'_{K1}}{R_{ex1}} - \quad (4.3)$$

коефіцієнт підсилення першого каскаду;

$$R'_{K1} = R_{K1} \parallel R'_1 \parallel R'_2 \parallel R_{ex2}; \quad (4.4)$$

$$K_{U2} = \beta_2 \frac{R'_{K2}}{R_{ex2}} - \quad (4.5)$$

коефіцієнт підсилення другого каскаду;

$$R'_{K2} = R_{K2} \parallel (R_n + R'_{\partial 1} \parallel R'_{\partial 2}). \quad (4.6)$$

Даний підсилювач має велике значення дрейфу нуля і використовується у випадках, коли немає високих вимог до якості підсилення. Для

підвищення стабільності схеми в якості R_{E1} і R_{E2} іноді застосовують терморезистори.

4.3. Балансні ППС

Балансні ППС будуються на основі чотириплечого моста з паралельним балансом, схему якого наведено на рис. 4.3.

Тут $U_{12} = 0$ при $E_{дж} = \text{var}$,

якщо $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$.

Напруга на виході мосту не залежить від змін напруги живлення чи від пропорційних змін параметрів плечей.

На рис. 4.4 зображено найпростішу схему балансного підсилювача.

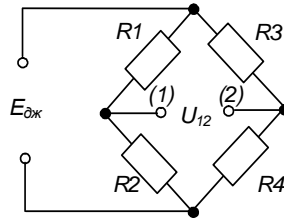


Рис. 4.3 – Чотириплечий міст

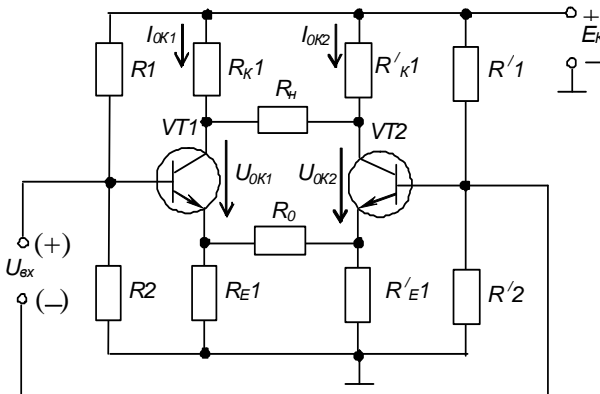


Рис. 4.4 – Балансний підсилювач

Він складається з двох каскадів на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Причому параметри елементів обох каскадів повинні бути однаковими (у тому числі і транзисторів, що досить важко виконати): $R_1=R_1'$; $R_2=R_2'$; $R_{K1}=R_{K1}'=R_K$. Навантаження R_n вмикається між колекторами транзисторів.

Підсилювач являє собою чотириплечий міст, де роль резистора R_1 виконує R_{K1} , R_2 – опір транзистора $VT1$, R_3 – R_{K1}' , R_4 – опір транзистора $VT2$.

За відсутності вхідного сигналу, напруга на навантаженні дорівнює нулю (якщо схема абсолютно симетрична). Дрейф нуля практично у $20 \div 30$ разів менший, ніж у підсилювача з безпосередніми зв'язками, оскільки визначається різницею I_{0K1} та I_{0K2} . Маємо випадок, коли з двох каскадів, що мають низькі показники якості, отримано один з високими показниками.

За наявності вхідного сигналу з полярністю, вказаною на рис. 4.4, транзистор $VT1$ трохи відкривається, його колекторний струм зростає, а транзистор $VT2$ пропорційно закривається і його колекторний струм зменшується. Внаслідок цього на навантаженні R_n з'являється напруга розбалансу.

Коефіцієнт підсилення становить

$$K = \beta \frac{R'_K}{R_{ex}}, \text{ де } R'_K = \frac{R_K}{2} \parallel R_n. \quad (4.7)$$

Недоліком такого ППС є наявність значного НЗЗ, зумовленого великими значеннями R_{E1} і R_{E2} . Виключити цей недолік дозволяє схемотехнічне рішення, наведене на рис. 4.5.

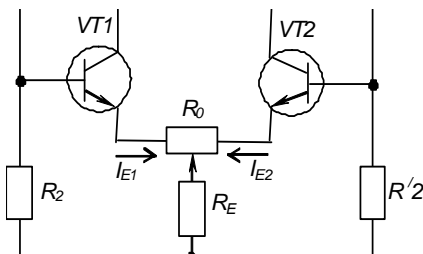


Рис. 4.5 – Вилучення впливу НЗЗ у балансному підсилювачі

Тут справедливі такі співвідношення:

$$\Delta U_E = R_E (\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2});$$

$$\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2};$$

$$\Delta U_E = 0.$$

Таким чином, відносні зміни струмів емітерів під дією вхідного сигналу взаємно компенсуються, виключаючи НЗЗ за підсилюваним сигналом. НЗЗ за постійним струмом залишається.

R_0 , крім того, що вирівнює потенціали емітерів, як і в попередній схемі, у даному разі ще й забезпечує балансування схеми при незначних відхиленнях параметрів елементів.

4.4. Диференціальний ППС

Балансний підсилювач, у емітерне коло якого замість R_E ввімкнено джерело струму (наприклад, транзистор, якому задано фіксоване зна-

чення струму бази), має назву **диференціальний** (різницевого – бо підсилює різницю напруг між входами) **підсилювача**. Його схему на-

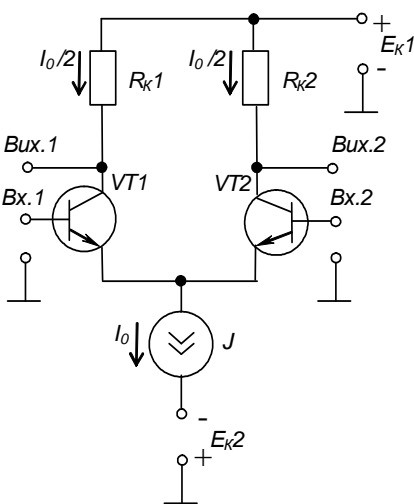


Рис. 4.6 – Диференціальний підсилювач

ведено на рис. 4.6. Щодо нього слід зазначити наступне.

Такі підсилювачі зазвичай живляться від двополярного джерела – E_{K1} , E_{K2} .

Вхідний сигнал може бути подано не тільки як диференціальний (між входами $Bx.1$ і $Bx.2$). Його можна також подавати на будь-який з входів відносно точки з нульовим потенціалом.

Режим спокою при цьому забезпечується заданням такого значення струму I_0 , що, при подачі на обидва входи нульового потенціалу, потенціали обох

виходів також дорівнюють нулеві. Так забезпечується виключення впливу каскаду на джерело сигналу та навантаження, а також взаємного впливу каскадів багатокаскадного підсилювача.

Навантаження також може бути підімкнене не тільки між обома входами (симетричний вихід), але й до одного виходу і нульової точки (несиметричний вихід). При цьому, якщо це, наприклад, $Bux.2$, то $Bx.1$ для нього буде неінвертувальним: зміни сигналу на виході співпадають за знаком (фазою – для змінного струму) зі змінами вхідного сигналу; $Bx.2$ буде інвертувальним: зміни вихідного сигналу за знаком (фазою) протилежні змінам вхідного.

При несиметричному вході один з колекторних резисторів (від якого не робиться вихід) можна закоротити, тобто не встановлювати.

Якщо на обидва входи подати відносно нульової точки однакові за знаком і напругою сигнали (**синфазний сигнал**), то напруга на виході дорівнюватиме нулю – підсилювач підсилює тільки різницевий сигнал!

Диференціальні підсилювачі знайшли широке використання при побудові ППС в інтегральному виконанні.

4.5. Підсилювачі з подвійним перетворенням

Для зниження дрейфу нуля поряд із балансними схемами застосовують схеми з **подвійним перетворенням** підсилюваного сигналу.

Суть роботи таких схем полягає у наступному.

Вхідний сигнал напруги постійного струму за допомогою спеціального пристрою, що називається модулятором, перетворюється у сигнал напруги змінного струму, амплітуда якого дорівнює напрузі постійного сигналу. Потім змінний сигнал підсилюється підсилювачем напруги змінного струму, після чого за допомогою демодулятора змінний сигнал знову перетворюється у постійний, напруга якого дорівнює амплітуді підсиленого змінного сигналу.

Наявність підсилювача змінного струму виключає дрейф нуля. Але через досить велику складність виконання такі підсилювачі використовуються рідко.

4.6. Операційні підсилювачі

4.6.1. Загальні відомості

Операційний підсилювач (ОП) – це ППС, який має високий коефіцієнт підсилення, два входи (так званий диференціальний вхід) і один вихід.

Зазвичай, ОП будують як ППС з безпосередніми зв'язками між каскадами, з диференціальним входом і біполярним відносно амплітуди підсилюваного сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП за відсутності вхідного сигналу. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно, а також охоплювати зворотними зв'язками.

За своєю структурою ОП бувають три- або двокаскадні.

За трикаскадною схемою будувались ОП в інтегральному виконанні першого покоління. Перший диференціальний каскад у них працює в режимі мікрострумів, забезпечуючи тим самим високий вхідний опір. Другий диференціальний каскад забезпечує підсилення напруги. Третій каскад, вихідний, виконується як двотактний з СК і забезпечує підсилення потужності, а також низький вихідний опір (див. пп. 3.7.2).

ОП другого покоління будуються за двокаскадною схемою. Це стало можливим із зростанням рівня інтегральної технології. При цьому, перший каскад забезпечує і високий вхідний опір і великий коефіцієнт підсилення напруги. Другий каскад є підсилювачем потужності.

Свою назву ці підсилювачі одержали у зв'язку з тим, що спочатку вони використовувались для моделювання математичних операцій (множення, додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування та ін.) в аналогових обчислювальних машинах (АОМ).

Із розвитком інтегральної техніки області використання ОП значно розширились. Нині вони використовуються в основному як високоякісні підсилювачі напруги при побудові будь-яких електронних пристроїв. А АОМ тим часом були витіснені цифровими обчислювальними машинами.

Поширеному застосуванню ОП сприяють їхні високі параметри. Це великий коефіцієнт підсилення за напругою, що становить $K_U = (10^4 - 10^6)$; високий вхідний опір кожного з входів – $R_{вх} > 400 \text{ кОм}$; низький вихідний опір $R_{вих} < 100 \text{ Ом}$; досить широкий частотний діапазон – від нуля до одиниць мегагерц.

За ними ОП для багатьох застосувань наближаються до ідеального підсилювача, що має:

- 1) $K_U \rightarrow \infty$;
- 2) два симетричних входи з $R_{вх} \rightarrow \infty$;
- 3) $R_{вих} \rightarrow 0$;
- 4) нескінченний діапазон частот підсилюваного сигналу.

При цьому зазначимо, що як лінійні підсилювачі із K_U у сотні тисяч разів реальні ОП не застосовують, бо їхній коефіцієнт підсилення (як і інші параметри) – величина вкрай нестабільна (наприклад, під дією температури).

Умовне позначення ОП наведено на рис. 4.7,а (на рис. 4.7,б,в наведено умовні позначення, прийняті в деяких зарубіжних країнах).

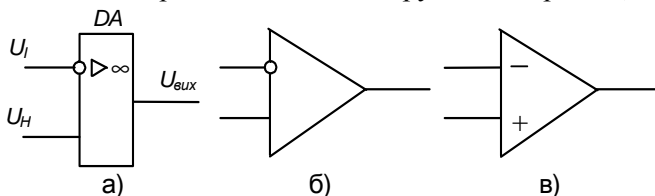


Рис. 4.7 – Умовні позначення ОП

Вхід, на який подано U_I називається інвертувальним, а U_H – неінвертувальним.

Якщо сигнал подати на неінвертувальний вхід, то зміни вихідного сигналу співпадають за знаком (фазою) із змінами вхідного. Якщо сигнал подати на інвертувальний вхід, то зміни вихідного сигналу матимуть протилежний знак (фазу) щодо до змін вхідного. Інвертувальний вхід використовують також для охоплення ОП зовнішніми НЗЗ, а неінвертувальний – ПЗЗ.

Коротко розглянемо деякі характерні принципові схеми ОП.

ОП типу 153УД1 (рис. 4.8) має трикаскадну структуру.

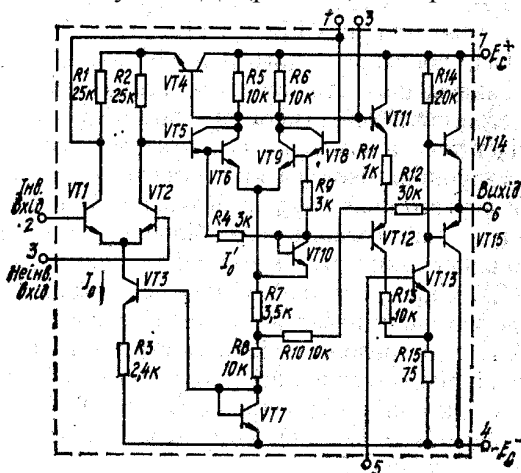


Рис. 4.8 – ОП типу 153УД1

Перший диференціальний каскад побудований на транзисторах $VT1$, $VT2$ з джерелом струму на транзисторі $VT3$. Другий – на складених транзисторах $VT5$, $VT6$ і $VT8$, $VT9$ (для забезпечення великого коефіцієнта підсилення напруги). Вихідний двотактний каскад утворюють $VT14$ і $VT15$. Інші елементи забезпечують стабільне живлення першого каскаду і узгодження другого з вихідним (зверніть увагу: без кружка на схемах позначають транзистори, що не мають власного корпусу – безкорпусні).

Схемотехніка цього підсилювача багато у чому повторює схемотехніку ППС на дискретних елементах (див. рис. 4.6, рис. 3.37).

Особливістю інтегральної схемотехніки у даному разі є застосування в якості джерела струму I_0 для вхідного диференціального каскаду так званого «струмового дзеркала», побудованого на транзисторах $VT3$, $VT7$. Суть його роботи полягає у тому, що за однакових параметрів транзисторів (а при виконанні на одному кристалі у одному технологічному циклі вони дуже подібні) струм колектора $VT3$ наслідує – «віддзеркалює» – струм колектора $VT7$: напруга з $VT7$ у діодному вмиканні задає струм бази $VT3$, що працює в режимі генератора струму

(див. рис. 9.33). При цьому нестабільність I_0 визначається нестабільністю контактної різниці потенціалів емітерного переходу $VT7$. Задаючи відповідним чином значення опорів резисторів, увімкнених послідовно з $VT7$, і напругу живлення каскаду, забезпечують стабілізацію режиму $VT7$, а отже і $VT3$.

Типовим представником ОП другого покоління є ОП типу 140УД7 (рис. 4.9). Він двокасадний, має складний вхідний диференціальний каскад на $VT1$ - $VT4$ і $VT6$ - $VT8$ з вмиканням транзисторів за схемою СК-СБ-СЕ. Вхідні емітерні повторювачі (каскади з СК) на $VT1$, $VT6$ працюють у режимі мікрострумів, забезпечуючи

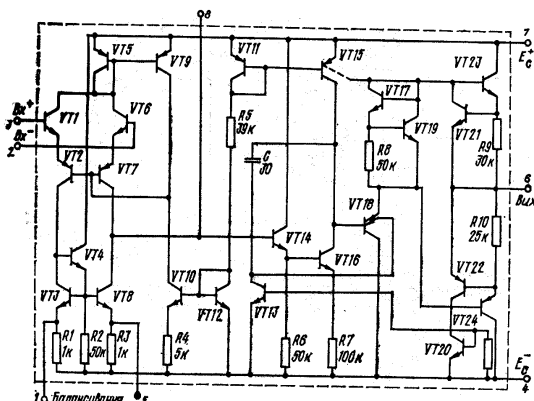


Рис. 4.9 – ОП типу 140УД7

тим самим великий вхідний опір ОП. Вони є джерелом сигналу для каскадів з СБ на $VT2$, $VT7$, що їхніми колекторними навантаженнями є **динамічні навантаження** – джерела струму на $VT3$, $VT8$ (як відомо, з боку колектора, через незначний нахил статичних вихідних ВАХ, транзистор має опір у сотні кілоом, а реально можливі опори резисторів у інтегральному виконанні сягають лише десятків кілоом). Оскільки значення коефіцієнта підсилення за напругою пропорційне опорі колекторного навантаження (див. пп. 3.7.3), це дозволяє отримати підсилення у декілька сотень разів вже у першому каскаді.

Вихідний каскад на $VT23$, $VT24$ працює у режимі класу АВ. Захист каскаду від перевантажень забезпечують транзистори $VT21$, $VT22$, що вмикаючись напругою датчиків струму R_9 , R_{10} (якщо вона перевищує приблизно 0,6 В), шунтують емітерні переходи транзисторів $VT23$ і $VT24$. Решта елементів забезпечує додаткове підсилення та узгодження диференціального каскаду з вихідним.

Особливістю ОП 140УД8 (рис. 4.10) є те, що, для забезпечення підвищеного вхідного опорі, в якості вхідних транзисторів $VT2$ і $VT5$ використано польові транзистори.

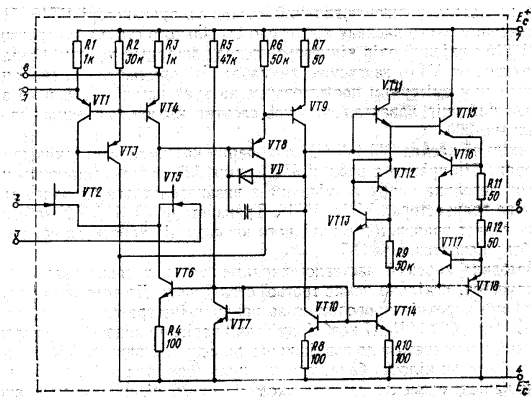


Рис. 4.10 – ОП типу 140УД8

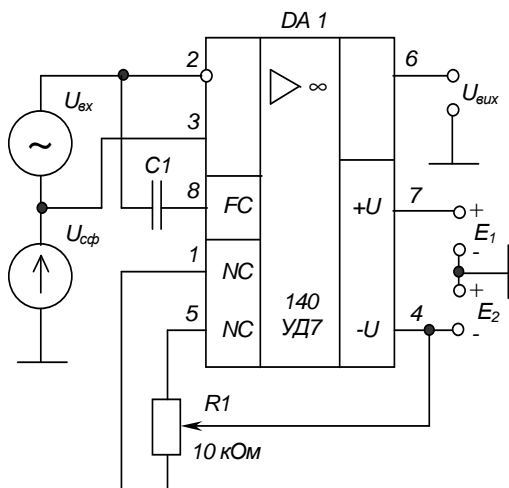


Рис. 4.11 – Схема вмикання ОП типу 140УД7

Слід зазначити, що номенклатура сучасних ОП надзвичайно широка. Це необхідно для забезпечення конкретних специфічних потреб розробників електронних пристроїв.

На рис. 4.11 наведено типову схему вмикання ОП типу 140УД7.

Диференціальний вхідний сигнал U_{ex} подається між виводами 2 (інвертувальний вхід) і 3 (неінвертувальний вхід). $U_{сф}$ – синфазний сигнал. Навантаження підмикається до виводу 6. Живлення забезпечується двополярним джерелом напруги E_1 , E_2 , що підмикаються між виводами 7, 4 і нульовою точкою.

Нульовий вихідний сигнал $U_{ex} = 0$ забезпечується резистором R_1 , підімкненим до входів балансування (корекції нуля) 1 і 5. Це дозволяє виключити вплив несиметрії схеми ОП, яка виникає за рахунок неідеальної подібності його елементів.

Конденсатор C_1 забезпечує корекцію амплітудно-частотної характеристики (АЧХ).

Схеми вмикання ОП і параметри коригуючих ланцюгів наводяться у довідкових матеріалах.

Найважливішими характеристиками ОП є вихідні амплітудні (передатні) характеристики – $U_{вих} = f(U_{ex})$, зображені на рис. 4.12.

Знімають ці характеристики, подаючи сигнал на один з входів і з'єднуючи інший з нульовою точкою.

Кожна вихідна характеристика має горизонтальні та скісну ділянки. Горизонтальні ділянки відповідають режимам повністю відкритого чи закритого транзистора вихідного каскаду (режимам насичення ОП). При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга

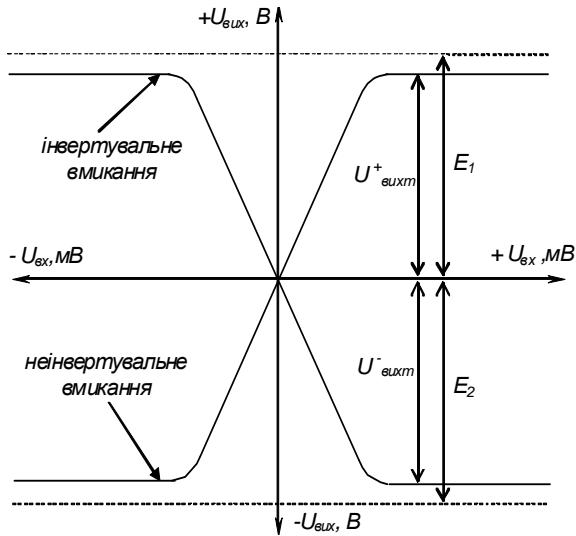


Рис. 4.12 – Передатні характеристики ОП

підсилювача залишається незмінною і визначається напругами $U^+_{\text{вихт}}$ або $U^-_{\text{вихт}}$, близькими до напруги джерел живлення E_1 та E_2 .

Коефіцієнт підсилення визначається за скісними ділянками

$$K_{\text{У ОП}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}}. \quad (4.8)$$

Великі його значення дозволяють за умови охоплення ОП глибоким НЗЗ одержати схеми з властивостями, що залежать лише від параметрів ланцюга НЗЗ бо, як виходить із формули (3.34), при $K \rightarrow \infty$ $K_{33} \rightarrow 1/\chi$ — залежить лише від параметрів ланцюга НЗЗ (і, на перший погляд, фактично не залежить власне від підсилювача!).

Стан, за якого $U_{\text{вих}}=0$ при $U_{\text{вх}}=0$, називається **балансом ОП**. Однак для реальних ОП умови балансу не виконуються (є **розбаланс**).

Напруга $U_{\text{зм0}}$, за якої $U_{\text{вих}}=0$, має назву вхідної **напруги зміщення нуля**. Вона визначає напругу, що необхідно подати на вхід підсилювача для створення балансу. Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу наведені на рис. 4.13.

$$U_{\text{зм0}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{K_{\text{У ОП}}}. \quad (4.9)$$

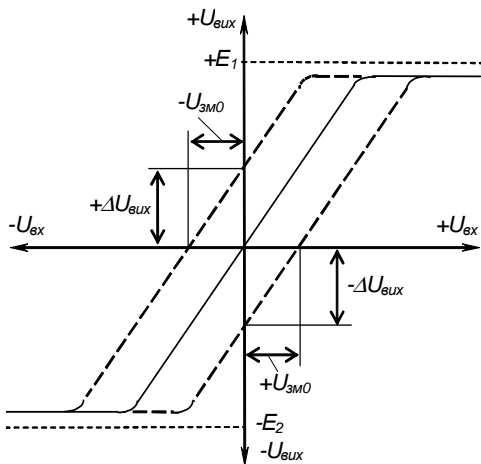


Рис. 4.13 – Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу

Вихідними параметрами ОП є вихідний опір, максимальна вихідна напруга та струм.

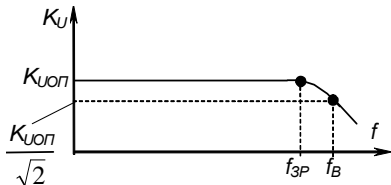


Рис. 4.14 – АЧХ ОП

Корекція розбалансу виконується корегуючими ланцюгами або, за відсутності таких у ОП деяких типів, подачею на вхід напруги, що дорівнює $U_{зМО}$ і протилежна за знаком (див. пп. 4.6.5).

Вхідний опір, вхідний струм зміщення, максимальні вхідні диференціальна та синфазна напруги є основними вхідними параметрами ОП.

За необхідності захисту від перенапруг між входами ОП вмикають зустрічно-паралельно два діоди або стабілітрони.

Частотні характеристики ОП визначають з його АЧХ, зображеної на рис. 4.14. Вона має спадаючий характер за високих частот, починаючи від частоти зрізу $f_{зр}$.

f_B – верхня границя частотного діапазону. За цієї частоти:

$$K_U = \frac{K_{UOP}}{\sqrt{2}}. \quad (4.10)$$

Діапазон частот $(0 - f_B)$ має назву смуги частот ОП.

Широке практичне використання ОП в аналогових пристроях зумовлене, головним чином, застосуванням у їхніх схемах різного роду зовнішніх НЗЗ, чому сприяє велике значення коефіцієнта підсилення K_{UOP} , високий вхідний та малий вихідний опори. Висока якість параметрів сучасних ОП дозволяє, зокрема, без внесення помітної похибки при розрахунку схем на ОП, приймати $K_{UOP} \rightarrow \infty$, $R_{вхОП} \rightarrow \infty$, $R_{вихОП} \rightarrow 0$, а значить вважати ОП за ідеальний!

Розглянемо деякі приклади електронних пристроїв на ОП.

4.6.2. Інвертувальний підсилювач

Інвертувальний підсилювач (необхідно розрізняти поняття «операційний підсилювач» і «підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі»), схему якого зображено на рис. 4.15,а, змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного. Він створюється введенням паралельного НЗЗ за допомогою резистора R_{33} на інвертувальний вхід ОП – на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільника R_{33}, R_1 .

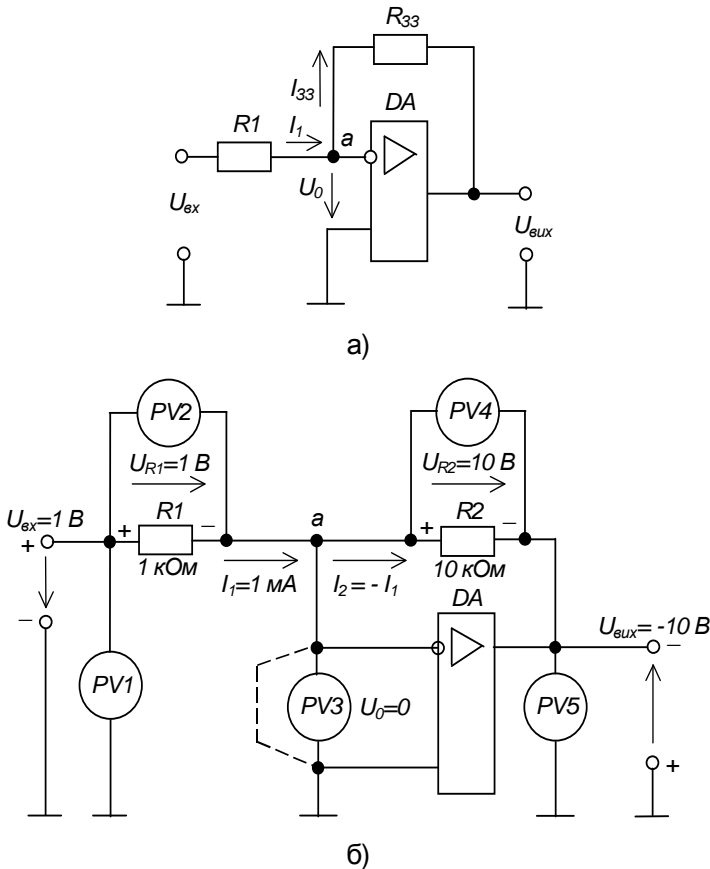


Рис. 4.15 – Інвертувальний підсилювач на ОП

Неінвертувальний вхід з'єднується із спільною точкою схеми (точкою з нульовим потенціалом). Вхідний сигнал через резистор R_1 пода-

ється на інвертувальний вхід ОП. Кола живлення і ланцюги корекції тут і надалі не показано.

Виходячи з наведеного вище, а саме: вважаючи ОП за ідеальний, при аналізі схем з ОП слід виходити з таких положень:

- 1) коефіцієнт підсилення ОП нескінченний;
- 2) входи ОП струму не споживають ($R_{вхОП}=\infty$);
- 3) у вихідних колах ОП падіння напруги відсутнє ($R_{вихОП}=0$);
- 4) якщо ОП охоплено НЗЗ і він працює у лінійному режимі (у режимі підсилення, а не насичення), різниця потенціалів між його входами $U_{вхОП}=U_0=0$.

Доведемо останнє положення.

$$U_{вихОП}=K_{УОП}U_{вхОП};$$

$$U_{вхОП}=\frac{U_{вихОП}}{K_{УОП}}.$$

Якщо $K_{УОП}\rightarrow\infty$, то $U_{вхОП}\rightarrow 0$.

Реально $U_{вхОП}=U_0$ нулю не дорівнює. Але це настільки незначна величина, що для більшості схем на ОП нею можна знехтувати. Дійсно, якщо, наприклад, $U_{вихОП}=10$ В (це майже відповідає насиченню), а $K_{УОП}=100000$, то $U_0=100$ мкВ!

Оскільки на неінвертувальний вхід подана напруга $U_{и}=0$ (він з'єднаний з нульовою точкою), а $U_0=0$, то і потенціал інвертувального входу також дорівнює нулю (віртуальний нуль). У результаті джерелом вхідного сигналу пристрій сприймається як R_I – вхідний опір підсилювача дорівнює опору резистора R_I .

За першим законом Кірхгофа для вузла a маємо

$$I_1=I_{33}. \quad (4.11)$$

Тобто

$$\frac{U_{вх}}{R_I} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}} \quad (4.12)$$

ОП, забезпечуючи рівність $U_0=0$, створює на виході таку напругу, щоб відвести струм I_1 через резистор R_{33} .

Тоді

$$K_{У33}=\frac{U_{вих}}{U_{вх}}=-\frac{R_{33}}{R_I}. \quad (4.13)$$

Отже, $K_{У33}$ залежить лише від співвідношення опорів резисторів дільника НЗЗ. Знак «-» вказує на інверсію вхідного сигналу.

Вхідний опір схеми дорівнює опору резистора R_I .

Якщо $R_{33} > R_I$, то $U_{\text{вих}} = -\frac{R_{33}}{R_I} U_{\text{вх}}$ – маємо інвертувальний масштаб-

ний підсилювач (з масштабним коефіцієнтом $K_{U_{33}} = -\frac{R_{33}}{R_I}$).

При $R_{33}=R_I$, $K_{U_{33}} = -1$ – схема набуває властивостей **інвертувально-го повторювача** вхідної напруги (**інвертор полярності**).

На рис. 4.15, б наведено схему, що пояснює викладені положення.

Так, якщо $R_I=1$ кОм, $R_2=10$ кОм, а $U_{\text{вх}}=1$ В, то матимемо наступне.

Оскільки різниця потенціалів між входами ОП U_0 практично дорівнює нулеві, вольтметр $PV3$ показує нуль. Значить ми подумки можемо вважати цей вольтметр закороченим провідником, позначеним штриховою лінією, що з'єднує точку a з нульовим провідником схеми. Тоді вольтметри $PV1$ і $PV2$ показують одне й те ж значення напруги 1 В, що дорівнює $U_{\text{вх}}$. Значить через R_I в точку a з нульовим потенціалом тече

струм $I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_I} = \frac{1\text{В}}{1\text{кОм}} = 1\text{мА}$, а весь пристрій джерелом сигналу

сприймається як R_I .

Через те, що насправді провідника, позначеного штриховою лінією, немає і вхідний опір ОП нескінченний, то від точки a протікає струм $I_2 = I_1$ через R_2 в вихід ОП. На R_2 він викликає падіння напруги зі значенням $U_{R2} = I_2 R_2 = I_1 R_2 = 1\text{ мА } 10\text{ кОм} = 10\text{ В}$, що його показує вольтметр $PV4$, підімкнений до точки a з нульовим потенціалом та до виходу ОП. Очевидно, що вольтметр $PV5$, підімкнений до виходу ОП та нульового провідника, показує напругу мінус 10 В, що дорівнює $U_{\text{вих}}$.

4.6.3. Неінвертувальний підсилювач

Неінвертувальний підсилювач, схему якого зображено на рис. 4.16, можна одержати, якщо ввести послідовний НЗЗ за напругою на інвертувальний вхід, а вхідний сигнал подати на неінвертувальний вхід ОП.

Тут $U_n = U_{\text{вх}}$, а вхідний струм $I_{\text{вх}}=0$, бо $R_{\text{вхОП}}=\infty$.

Оскільки $U_0=0$ (див. пп. 4.6.2), то $U_{RI}=U_{\text{вх}}$, а $\frac{U_{\text{вх}}}{R_I} = I_{33}$.

З іншого боку

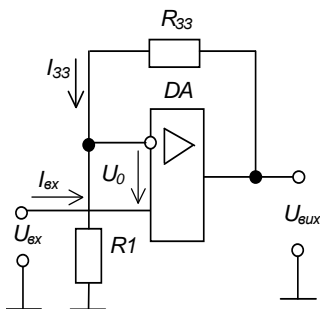


Рис. 4.16 – Неінвертувальний підсилювач на ОП

$$I_{33} = \frac{U_{вих}}{R_{33} + R_1}.$$

Отже,

$$\frac{U_{вих}}{R_1} = \frac{U_{вих}}{R_{33} + R_1},$$

звідки

$$U_{вих} = U_{вх} \left(1 + \frac{R_{33}}{R_1} \right). \quad (4.14)$$

Тоді коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача

$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = 1 + \left(\frac{R_{33}}{R_1} \right). \quad (4.15)$$

Якщо $R_{33}=0$, а $R_1 \rightarrow \infty$, одержимо **неінвертувальний повторювач**, схему якого зображено на рис. 4.17.

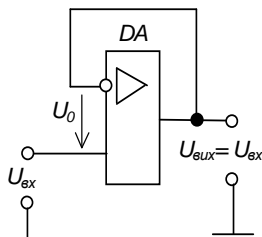


Рис. 4.17– Повторювач напруги на ОП

Неінвертувальний та інвертувальний підсилювачі широко використовуються як високостабільні підсилювачі різного призначення. Причому, неінвертувальний має великий вхідний опір (теоретично – нескінченний) і використовується для підсилення сигналів джерел з високим вихідним опором.

4.6.4. Перетворювач струму у напругу

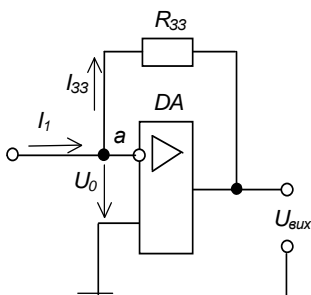


Рис. 4.18 – Перетворювач струму у напругу

Схема перетворювача струму у напругу, зображена на рис. 4.18, є варіантом схеми рис. 4.16 за умови, що $R_1=0$.

При цьому

$$I_{вх} = I_{33} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}}, \quad (4.16)$$

звідки

$$U_{вих} = -I_{вх} R_{33}. \quad (4.17)$$

Малі значення вхідного та вихідного опорів зазначеної схеми є її важливою

перевагою при використанні як перетворювача струму джерела вхідного сигналу у напругу.

4.6.5. Інвертувальний суматор

Схема інвертувального суматора зображена на рис. 4.19. Він виконаний за типом інвертувального підсилювача (рис. 4.15) з кількістю паралельних гілок на вході, що дорівнює числу сигналів. Якщо опори усіх резисторів схеми однакові

$$R_{33}=R_1=R_2=\dots=R_n \ll R_{\text{вхОП}},$$

то при $I_{\text{вхОП}}=0$ маємо

$$I_{33} = I_1 + I_2 + \dots + I_n, \quad (4.18)$$

або

$$U_{\text{вих}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (4.19)$$

Останнє співвідношення відбиває рівноправну вагову участь доданків у їх сумі. Підсумовування може виконуватись також з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з доданків.

Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у вхідних гілках

$$U_{\text{вих}} = -\left(\frac{R_{33}}{R_1} U_1 + \frac{R_{33}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_n \right). \quad (4.20)$$

Тим, що з'єднання резисторів має нульовий потенціал («віртуальний нуль»), виключається взаємний вплив джерел вхідних напруг.

4.6.6. Неінвертувальний суматор

Неінвертувальний суматор можна отримати шляхом послідовного з'єднання суматора (рис. 4.19) і інвертора (рис. 4.15). Але на основі неінвертувального підсилювача (рис. 4.16) його можна створити значно простіше – як це показано на рис. 4.20.

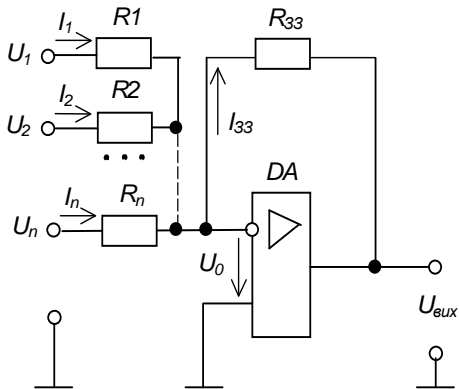


Рис. 4.19 – Інвертувальний суматор

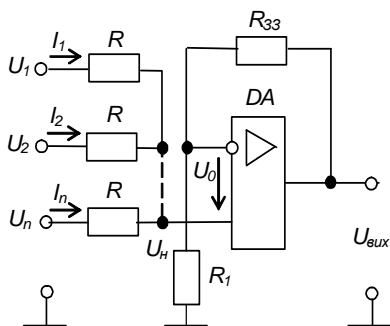


Рис. 4.20 – Неінвертувальний суматор

При $U_0=0$ напруга на обох входах ОП однакова і складає

$$U_n = \frac{U_{вих} R_1}{R_{33} + R_1}. \quad (4.21)$$

Оскільки струм неінвертувального входу дорівнює нулю (тому що $R_{вхОП} \rightarrow \infty$), маємо

$$\frac{U_1 - U_n}{R} + \frac{U_2 - U_n}{R} + \dots + \frac{U_n - U_n}{R} = 0, \quad (4.22)$$

або

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} U_{вих}, \quad (4.23)$$

звідки

$$U_{вих} = \frac{R_1 + R_{33}}{n R_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (4.24)$$

Задамо $\frac{R_1 + R_{33}}{n R_1} = 1$, і тоді $U_{вих} = U_1 + U_2 + \dots + U_n$. (4.25)

Але взаємний вплив джерел вхідних напруг тут не виключається, як це було у інвертувального підсилювача. Тому джерела повинні мати якомога менші опори (будуватись на ОП), або їх треба враховувати при розрахунку.

Якщо поєднати схеми на рис. 4.20 і рис. 4.19 (використати пристрій одночасно як інвертувальний і неінвертувальний суматор), то отримаємо **суматор-віднімач**. Напруга на його виході дорівнює різниці результатів підсумовування напруг, поданих на неінвертувальний і на інвертувальний входи ОП.

4.6.7. Інтегрувальний підсилювач (інтегратор)

Схему **інтегратора** зображено на рис. 4.21. Вона створюється заміною в схемі інвертувального підсилювача (рис. 4.15) резистора зворотного зв'язку R_{33} конденсатором C .

Оскільки $R_{вхОП} = \infty$, то з урахуванням пояснень, наведених у пп. 4.6.2, маємо

$$I_R = I_C \text{ і } \frac{U_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, \text{ або}$$

$$U_{\text{вх}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + U_{\text{вх}0}. \quad (4.26)$$

Як правило, при $t=0$

$$U_C = U_{\text{вх}0} = 0, \text{ тому}$$

$$U_{\text{вх}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt. \quad (4.27)$$

$RC = \tau$ – стала часу. Реальному масштабу часу відповідає $\tau = 1$ с.

При подачі на вхід постійної за значенням напруги, струм, що заряджає конденсатор, має постійне значення $U_{\text{вх}}/R$ (не залежить від ступеню заряду конденсатора) і конденсатор заряджається рівномірно, а вихідна напруга зростає лінійно

$$U_{\text{вх}} = -\frac{1}{RC} U_{\text{вх}} t. \quad (4.28)$$

Тому інтегратор часто застосовують як основу генераторів лінійних напруг.

На рис. 4.22 зображено часові діаграми роботи інтегратора при подачі на його вхід постійної напруги.

При τ_2 параметри схеми вибрані неправильно, бо не забезпечується виконання інтегрування за весь час дії вхідного сигналу (ОП входить у режим насичення).

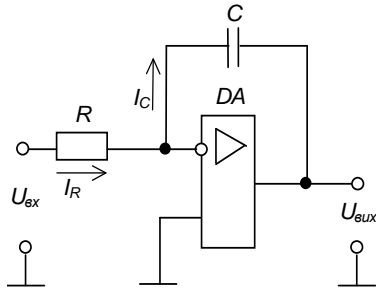


Рис. 4.21 – Інтегратор

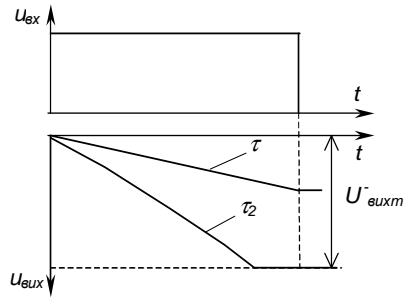


Рис. 4.22 – Часові діаграми роботи інтегратора

4.6.8. Диференціювальний підсилювач (диференціатор)

Схему **диференціатора** наведено на рис. 4.23. Від схеми інтегратора (рис. 4.21) вона відрізняється заміною місцями резистора і конденсатора. Тут

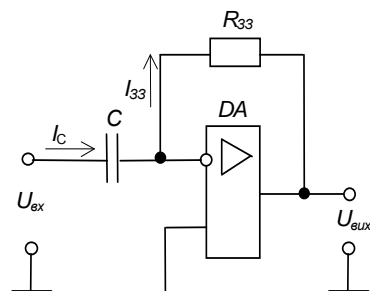


Рис. 4.23 – Диференціатор

$$I_C = I_{33}; \quad I_C = C \frac{du_{вх}}{dt}; \quad I_{33} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}};$$

$$C \frac{du_{вх}}{dt} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}}; \quad U_{вих} = -CR_{33} \frac{du_{вх}}{dt};$$

$$R_{33}C = \tau; \quad U_{вих} = -\tau \frac{du_{вх}}{dt}. \quad (4.29)$$

Сталу часу τ необхідно вибирати так, щоб у процесі диференціювання дотримувалась нерівність $U_{вих} < U_{вихт}^-$.

4.6.9. Компаратори (схеми порівняння)

Компаратори – це електронні пристрої, призначені для порівняння напруг. Схему найпростішого компаратора зображено на рис. 4.24,а. Він виконує порівняння вхідного сигналу $U_{вх}$ з опорною напругою $U_{оп}$. Сигнал на виході ОП змінює полярність, коли ці напруги зрівнюються, як показано на часових діаграмах роботи компаратора, наведених на рис. 4.24,б.

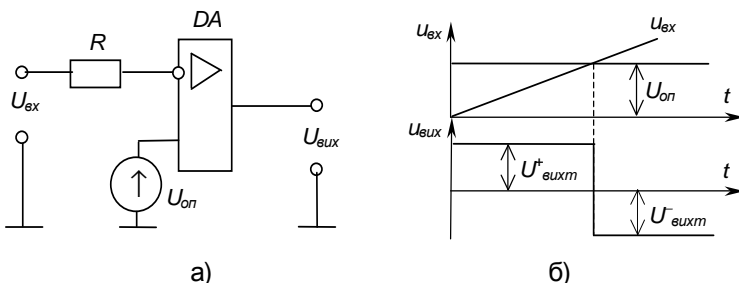


Рис. 4.24 – Компаратор (а) і часові діаграми його роботи (б)

Якщо задати $U_{оп} = 0$, отримаємо **нуль-орган**, що фіксує відхилення $U_{вх}$ від нульового значення.

Компаратор – це чи не єдине використання ОП без зворотних зв'язків, коли напругу використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», коли напруга на неінвертувальному вході більш позитивна ніж на інвертувальному, і «-», якщо навпаки.

Живити ОП у даному разі можна і від однополярного джерела, бо він фактично порівнює синфазні напруги.

4.6.10. Підсилювач змінного струму на ОП з однополярним живленням

Забезпечення підсилення сигналів змінного струму при однополярному живленні ОП вирішується тими ж методами, що і в транзисторному підсилювачі класу А (див. розділ 3). А саме: введенням зміщення і роздільних конденсаторів. Схему підсилювача наведено на рис. 4.25.

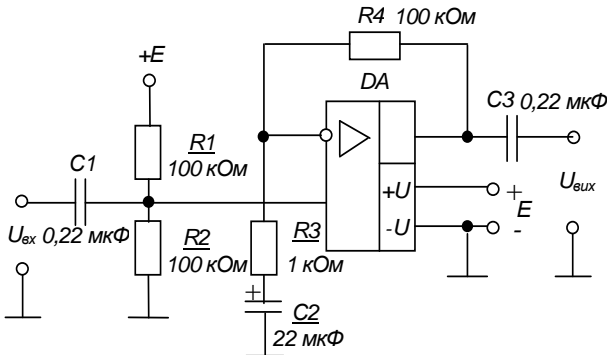


Рис. 4.25 – Підсилювач змінного струму з однополярним живленням

Тут R_1, R_2 – дільник, що задає зміщення точки спокою, C_1, C_3 – роздільні конденсатори. Дільник сигналу зворотного зв'язку R_3, R_4 забезпечує коефіцієнт підсилення у даному разі $K_U=101$. Конденсатор C_2 забезпечує роботу схеми за постійним струмом як повторювача напруги, щоб виключити підсилення сигналу зміщення нуля.

4.6.11. Збільшення потужності вихідного сигналу ОП

Незважаючи на те, що є типи ОП з потужним виходом (з вихідним струмом до 5 А), все ж основна їх маса має малопотужний вихід (струм до 10 мА). Збільшення вихідної потужності можна забезпечити, наприклад, за допомогою схеми, наведеної на рис. 4.26.

Тут для підсилення потужності застосовано найпростіший двотактний підсилювач на транзисторах різного типу провідності (див. рис. 3.37). Відомо, що останній працює у режимі класу В, для якого харак-

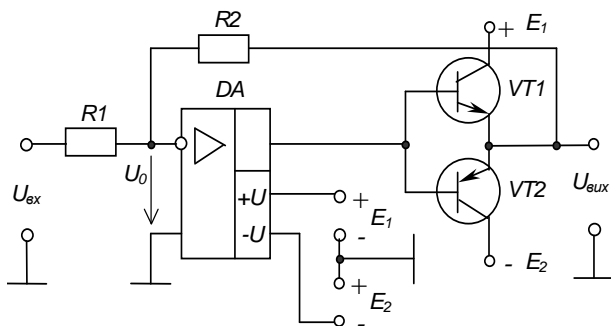


Рис. 4.26 – Потужний підсилювач на ОП

терні значні нелінійні викривлення. Позбавитися їх дозволяє підімкнення резистора зворотного зв'язку R_2 не до виходу ОП, а до виходу підсилювача потужності. Тепер ОП, забезпечуючи рівність $U_0=0$, створює на своєму виході напругу, що компенсує падіння на базоемітерних переходах транзисторів. Таким чином отримуємо режим роботи класу АВ без введення додаткових елементів.

4.6.12. Прецизійний випрямляч

Відомо, що для випрямлення сигналів змінного струму можуть бути застосовані випрямні діоди (див. пп. 2.3). Але наявність падіння напруги на діоді до 1 В при протіканні струму через нього призводить до того, що сигнали з напругою у десятки долі вольта взагалі не можуть бути випрямлені, а випрямлення сигналів у одиниці вольт супроводжується значною похибкою. Більше того, ця похибка залежить від змін температури. Отже, точний (**прецизійний**) **випрямляч** побудувати на діодах неможливо.

Але це можна зробити з використанням ОП. На рис. 4.27 наведено схему прецизійного однонапівперіодного випрямляча.

Фактично це є повторювач для сигналів позитивної полярності. Як і у випадку потужного підсилювача (див. пп. 4.6.11), падіння напруги на діоді компенсується ОП.

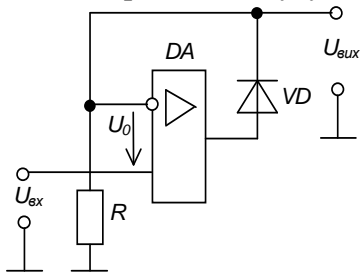


Рис. 4.27 – Прецизійний випрямляч

Вихідний сигнал знімається з інвертувального входу ОП.

Для позитивної вхідної напруги, оскільки $U_0=0$, маємо:

$$U_{\text{вих}} = U_i = U_n = U_{\text{вх}} \quad (4.30)$$

При негативних значеннях $U_{\text{вх}}$ ОП знаходиться в режимі насичення, а на вихід пристрою через резистор R подається напруга $U_{\text{вих}} = 0$.

На кінець розділу слід зазначити, що ми розглянули лише деякі з типових застосувань ОП. Існує величезна кількість схем і схемотехнічних прийомів із використанням ОП. Маємо надію, що навички, здобуті при вивченні даного розділу, дадуть Вам змогу розібратися зі специфікою побудови і роботи будь-яких електронних пристроїв на ОП.



Контрольні запитання

1. Коли виникає необхідність у підсиленні сигналів постійного струму?
2. Поясніть, які проблеми виникають при підсиленні сигналів постійного струму? Що таке дрейф нуля підсилювача постійного струму?
3. На чому ґрунтується принцип дії балансного підсилювача постійного струму? Наведіть схему такого підсилювача.
4. Що таке диференціальний підсилювач постійного струму? Наведіть його схему і поясніть принцип її дії.
5. Як працює підсилювач постійного струму з подвійним перетворенням?
6. Що таке операційний підсилювач, як він побудований і які властивості має?
7. Наведіть основні параметри і характеристики операційного підсилювача.
8. Наведіть схеми і поясніть принцип дії інвертувального підсилювача на операційному підсилювачі, неінвертувального підсилювача, перетворювача струму в напругу, інвертувального і неінвертувального суматорів, інтегратора, диференціатора, компаратора.
9. Як забезпечити підсилення сигналів змінної напруги за допомогою операційного підсилювача при однополярному живленні?
10. Як можна збільшити потужність вихідного сигналу операційного підсилювача?
11. Які проблеми виникають при випрямленні малих за значенням сигналів змінного струму і як вони вирішуються при застосуванні операційних підсилювачів?

РОЗДІЛ 5

ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

5.1. Загальні відомості про імпульсні пристрої. Параметри імпульсів

Імпульсними називають пристрої, що працюють не безперервно, а в переривчастому режимі, коли дія чередується з паузою, тривалість якої сумірна з тривалістю перехідних процесів (якщо тривалість несутісно більша, то процес вважається таким, що встановився). Використання імпульсних режимів роботи має ряд переваг порівняно з безперервними режимами, а саме:

1) в імпульсному режимі можна одержати досить значну потужність в імпульсі за незначної середньої потужності, а оскільки габарити електронних пристроїв визначаються, головним чином середньою потужністю, то імпульсні пристрої мають менші габарити, ніж пристрої, що працюють у безперервному режимі;

2) імпульсні пристрої практично не зазнають впливу такого дестабілізуючого фактору, як зміни температури навколишнього середовища, бо працюють у ключовому режимі: увімкнуто-вимкнуто;

3) імпульсні пристрої мають значну швидкодію та високу завадостійкість;

4) імпульсні пристрої, навіть найскладніші (наприклад, обчислювальні машини), будуються з простих однотипних елементів, що дозволяє якнайширше використовувати інтегральну технологію, забезпечуючи підвищену надійність і невеликі габарити;

5) застосування імпульсних (цифрових) методів у вимірювальній техніці дозволило суттєво підвищити точність вимірів та зручність роботи з вимірювальними приладами.

Імпульсні пристрої широко використовують при побудові систем керування та регулювання для:

1) формування імпульсів необхідної форми, тривалості і полярності з синусоїдних коливань та імпульсів іншої форми;

2) генерування імпульсів із заданими параметрами;

3) керування імпульсами, пов'язаного з визначенням їхнього часового положення (затримка, синхронізація, лічба, розподіл та ін.).

Отже: **імпульс** – це короткочасна зміна напруги (струму) в елект-

ричному колі від нуля до деякого значення, тривалість якої сумірна або менша тривалості перехідних процесів у цьому колі.

За геометричною формою імпульси бувають прямокутні, трапецеїдальні, дзвоноподібні (як у підсилювача синусоїдних коливань у режимі класу В), експоненціальні, лінійнозмінювані (пилкоподібні), як показано на рис. 5.1.

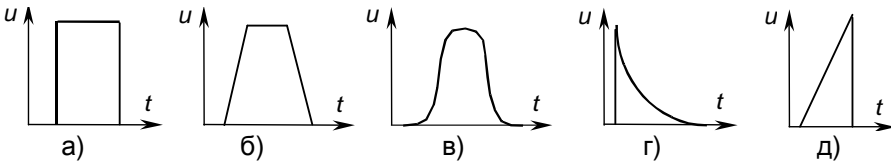


Рис. 5.1— Імпульси різної форми: а) прямокутної; б) трапецеїдальної; в) дзвоноподібної; г) експоненціальної; д) пилкоподібної

Розрізняють відеоімпульси і радіоімпульси.

Відеоімпульс – це імпульс у колі постійного струму. Відеоімпульси можуть бути позитивні, негативні або різнополярні.

Радіоімпульс являє собою короткочасний пакет високочастотних коливань, обвідна якого має форму відеоімпульсу.

Параметри послідовності імпульсів розглянемо на прикладі прямокутних імпульсів з рис. 5.2. Це:

T – період надходження імпульсів;

$f = T^{-1}$ – частота повторення;

t_i – тривалість імпульсу;

U_i – амплітуда імпульсу;

t_n – тривалість паузи;

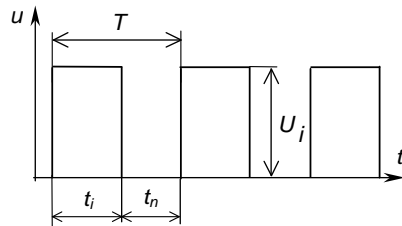


Рис. 5.2 – Параметри послідовності імпульсів

$$Q = \frac{T}{t_i} \quad (5.1)$$

щільність імпульсів; (величина, зворотна до Q , називається **коєфіцієнтом заповнення**);

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} U_i dt = \frac{U_i}{Q} \quad (5.2)$$

середнє значення напруги (дозволяє оцінити енергетичну дію імпульсної послідовності);

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_i} U_i^2 dt} = \frac{U_i}{\sqrt{Q}} \quad (5.3)$$

ефективне (діюче) значення напруги;

$$P_{cp} = \frac{P_i}{Q} \quad (5.4)$$

середня потужність (при цьому потужність джерела живлення імпульсного пристрою повинна бути не меншою за P_{cp} : тоді, накопичуючи енергію у паузі, можна в імпульсі видавати потужність в Q разів більшу за P_{cp} – так працюють фотоспалах, крапкова зварка і тому подібні пристрої).

На рис. 5.3 зображено класичну форму реального прямокутного імпульсу. Він має такі параметри:

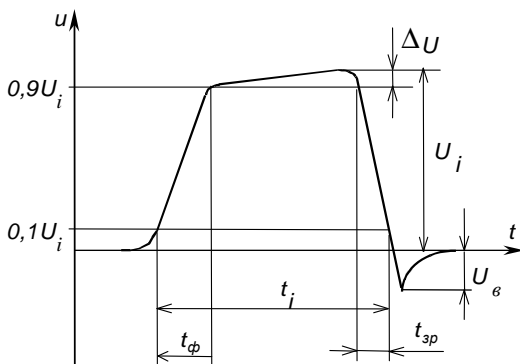


Рис. 5.3 – Параметри несиметричного імпульсу

U_i – амплітуда імпульсу;
 ΔU – нерівномірність вершини;

T_i – тривалість імпульсу на рівні $0,1U_i$ (іноді, наприклад, при оцінці енергетичної дії імпульсу її беруть на рівні $0,5U_i$);

t_ϕ – тривалість переднього фронту;

$t_{зр}$ – тривалість заднього фронту (зрізу);

U_ϵ – амплітуда викиду.

Деякі імпульси не мають вершини (наприклад, див. рис. 5.1, д).

Пропускна спроможність імпульсного пристрою за частотою визначається спектром імпульсу, який є наслідком розкладання імпульсу у ряд Фур'є, тобто на нескінченну кількість гармонічних складових різної частоти.

Зокрема, частотні властивості імпульсного сигналу визначаються активною шириною частотного спектру F_a : беруться частоти від $f = 0$ до $f_{cp} = F_a$, що відповідає 95% енергії імпульсного сигналу.

Наприклад, активна ширина спектру:

у прямокутного імпульсу – $F_a = \frac{2}{t_i}$;

у дзвоноподібного імпульсу – $F_a = \frac{0,25}{t_i}$.

5.2. Електронні ключі та найпростіші схеми формування імпульсів

Ключ – це елемент, що має два тривалих стани: увімкнутий та вимкнутий.

Найближчим за параметрами до ідеального ключа є електромеханічний контакт, що має нескінченний опір у розімкнутому стані і нульовий у замкнутому. В наш час в електронних пристроях у якості ключів найчастіше використовують напівпровідникові діоди, транзистори, тиристори.

Схема найпростішого ключа на електромеханічному контакті та часові діаграми його роботи зображені на рис. 5.4.

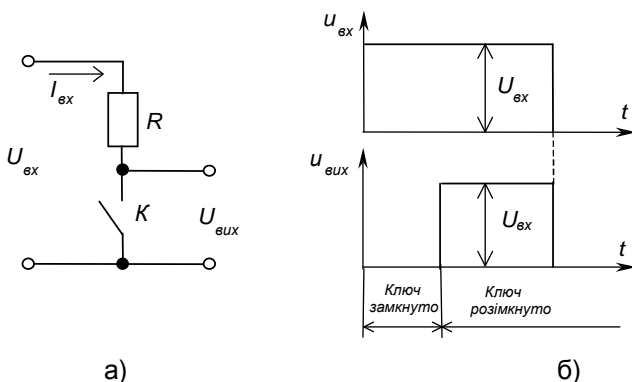


Рис. 5.4 – Ключ на електромеханічному контакті (а) і часові діаграми його роботи (б)

Схему одного з найпростіших **діодних ключів** та його передатну характеристику зображено на рис. 5.5 – це паралельний діодний ключ-обмежувач знизу.

Зрозуміло, що точність його роботи визначається параметрами реального діода (див. ВАХ на рис. 2.5) – прямим спадом напруги до 1 В і зворотним струмом (пряма гілка **ВАХ** ідеального ключового елемен-

та збігається з відрізком вісі струму $0 - I_{np}$, а зворотна з відрізком вісі напруг $0 - U_{36}$.

Для того, щоб виключити зв'язок між вхідним та вихідним колами і забезпечити підсилення, у якості ключа використовують транзистор. Схему **транзисторного ключа** зображено на рис. 5.6.

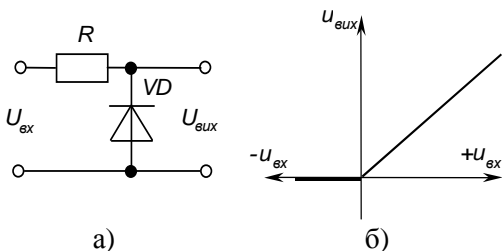


Рис. 5.5 – Діодний ключ (а)
та його передатна характеристика (б)

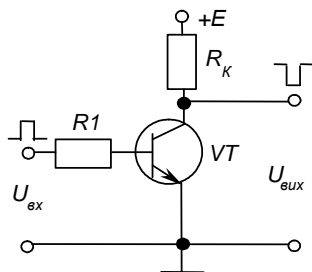


Рис. 5.6 – Транзисторний ключ

Найпростішими **колами формування імпульсів** (формуючими колами) є диференціальні та інтегровальні RC -ланцюжки.

У **диференціальній ланцюжці**, схему якого зображено на рис. 5.7,а, напруга на виході пропорційна похідній за часом вхідної напруги, як це видно з наступних математичних викладів.

Для ідеального випадку

$$u_{вих} = K \frac{du_{вх}}{dt}, \quad (5.5)$$

тому що:

$$i = C_1 \frac{du_C}{dt}; \quad (5.6)$$

$$u_{вих} = R_1 C_1 \frac{du_C}{dt}; \quad (5.7)$$

$$u_C = u_{вх} - u_{вих}. \quad (5.8)$$

Якщо

$$u_C \approx u_{вх}, \quad u_{вих} = u_{R_1} \ll u_{вх}, \quad (5.9)$$

і забезпечуються умови виконання ланцюжком операції диференціювання (а саме:

– для гармонійного сигналу це

$$R_1 \ll \frac{1}{\omega C_1},$$

де $\omega = 2\pi f$; f – частота;

– для імпульсного сигналу –

$$RC \ll t_i,$$

де t_i – тривалість імпульсу), матимемо

$$u_{\text{вих}} = RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, \quad (5.10)$$

де $RC = \tau$ – стала часу.

Часові діаграми роботи диференціального ланцюжка наведено на рис. 5.7,б (для трапецеїдальної форми імпульсів) і рис. 5.7,в (для прямокутного імпульсу у випадку, коли реально не виконується умова диференціювання).

У інтегрувального кола, схема якого зображена на рис. 5.8,а, вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної. Роботу схеми пояснюють наступні математичні викладки:

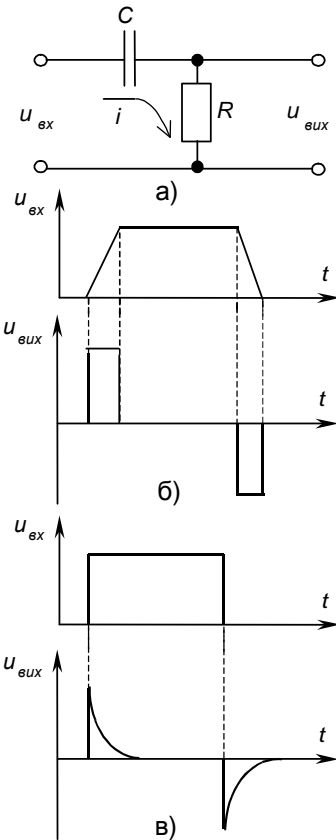


Рис. 5.7 – Диференціальний ланцюжок (а) і часові діаграми його роботи (б), (в)

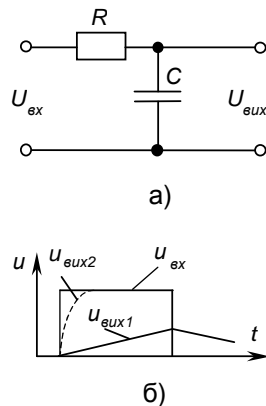


Рис. 5.8 – Інтегровальний ланцюжок

$$u_{\text{вих}} = u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt \text{ при } U_{\text{вих}0} = 0; \quad (5.11)$$

$$i_C = \frac{u_{\text{вх}} - u_C}{R_1} \quad (5.12)$$

(порівняйте з інтегратором на ОП – див. пп. 4.6.7).

Якщо $u_C < u_{\text{вх}}$, маємо

$$i_C = \frac{u_{\text{вх}}}{R}. \quad (5.13)$$

(умови виконання ланцюжком операції інтегрування:

- для гармонійного сигналу $R \gg \frac{1}{\omega C}$;
- для імпульсного сигналу $RC \gg t_i$).

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt = \frac{1}{\tau} \int_0^t u_{\text{вх}} dt. \quad (5.14)$$

Часові діаграми роботи інтегрувального ланцюжка для вхідного імпульсу прямокутної форми наведені на рис. 5.8,б (при виконанні умови інтегрування – $u_{\text{вих}1}$ і при її невиконанні – $u_{\text{вих}2}$).

5.3. Мультивібратори

5.3.1. Загальні відомості

Мультивібратори (від латинського *multum* – багато; *vibro* – коливаю) – це релаксаційні автогенератори напруги прямокутної форми (релаксаційний – такий, що різко відрізняється від гармонійного – синусоїдного; автогенератор – пристрій, що генерує незатухаючі коливання без запуску ззовні і не має стійких станів).

Виконуються мультивібратори на основі електронних приладів, що мають на ВАХ ділянку з негативним опором (наприклад, тунельні діоди, тиристори), а також на підсилювачах постійного струму з ППЗ (позитивними зворотними зв'язками), побудованими на транзисторах, ОП, цифрових і спеціальних ІМС). Електронні прилади в них працюють у ключових режимах.

Мультивібратори можуть працювати у трьох режимах: чекаючому, автоколивальному та режимі синхронізації.

Найчастіше вони працюють у **автоколивальному режимі**, коли мультивібратор має два квазісталіх (нестійких) стани рівноваги і переходить із одного стану в інший самочинно під впливом внутрішніх перехідних процесів. У такому режимі мультивібратор використовується як генератор прямокутної напруги.

У **чекаючому режимі** мультивібратор має один сталий і один квазі-сталий стани рівноваги. Зазвичай він знаходиться у сталому стані і переходить до квазісталого під дією зовнішнього електричного сигналу. Час перебування у квазісталому стані визначається внутрішніми процесами в схемі мультивібратора. Такі мультивібратори використовуються для формування імпульсів напруги необхідної тривалості, а також для затримки імпульсів на визначений час. Мультивібратор, що працює у такому режимі, має назву одновібратор.

У **режимі синхронізації** використовується мультивібратор, що працює в автоколивальному режимі, але його перехід із одного стану в інший забезпечується зовнішньою синхронізуючою напругою. Для його нормальної роботи в цьому режимі необхідно, щоб частота синхронізуючого сигналу перевищувала частоту власних коливань. У результаті частота коливань мультивібратора практично не залежить від дестабілізуючих факторів, що впливають на його елементи. Використовуються такі мультивібратори для створення генераторів стабільної частоти і при керуванні складними електронними пристроями, робота яких синхронізована якоюсь зовнішньою дією (наприклад, синхронізація розгортки електронного осцилографа).

Загалом, мультивібратори повинні забезпечувати стабільність частоти і тривалості імпульсів, а також необхідну (зазвичай, мінімальну) тривалість їх фронтів.

5.3.2. Мультивібратор з колекторно-базовими зв'язками у автоколивальному режимі

На транзисторах автоколивальний мультивібратор найчастіше будують за симетричною схемою з **колекторно-базовими зв'язками**. Він являє собою двокаскадний підсилювач з резистивно-ємнісними зв'язками, як показано на рис. 5.9,а. Кожен з каскадів є каскадом з СЕ зі зміщенням фіксованим струмом бази (див. рис. 3.9). Режим генерації

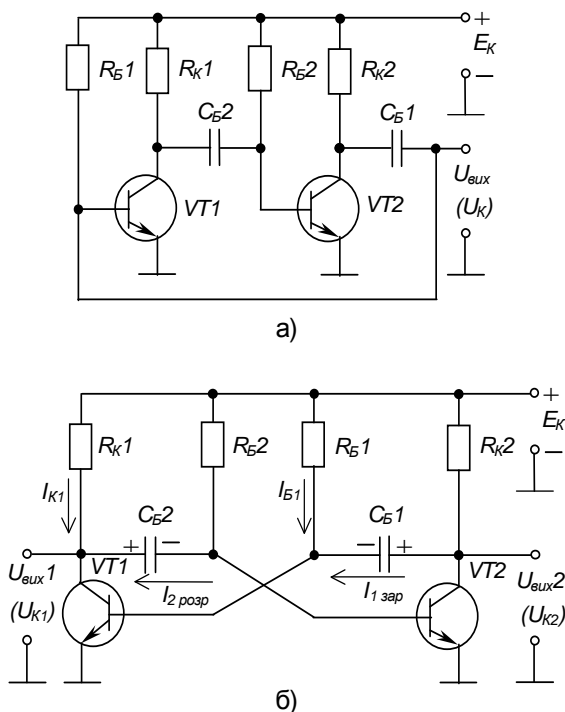


Рис. 5.9 – Мультівібратор з колекторно-базовими зв'язками

забезпечується за рахунок ПЗЗ, що створюється подачею вихідного сигналу другого каскаду на вхід першого, з-за чого підсилювач самозбуджується. Як правило симетричний мультівібратор з колекторно-базовими зв'язками зображують у вигляді наведеному на рис. 5.9,б.

І хоча такі мультівібратори зараз практично не застосовуються (бо використовують, в основному, мультівібратори виконані на ІМС), вони якнайкраще підходять з точки зору здобуття навиків аналізу роботи імпульсних пристроїв.

Симетрія схеми забезпечується тим, що задають $R_{K1}=R_{K2}$ та $R_{B1}=R_{B2}$ (вони призначені для забезпечення насиченого стану транзисторів), $C_{B1}=C_{B2}$ (забезпечують зв'язок між каскадами). Відповідно параметри транзисторів повинні бути повністю ідентичні. І така ідеальна схема буде непрацездатною: обидва транзистори будуть відкриті. Неможливість реально забезпечити абсолютну симетрію і наявність ППЗ призводять до того, що після подачі напруги живлення один з транзисторів

повністю відкривається, а другий – закривається.

Роботу мультивібратора ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 5.10.

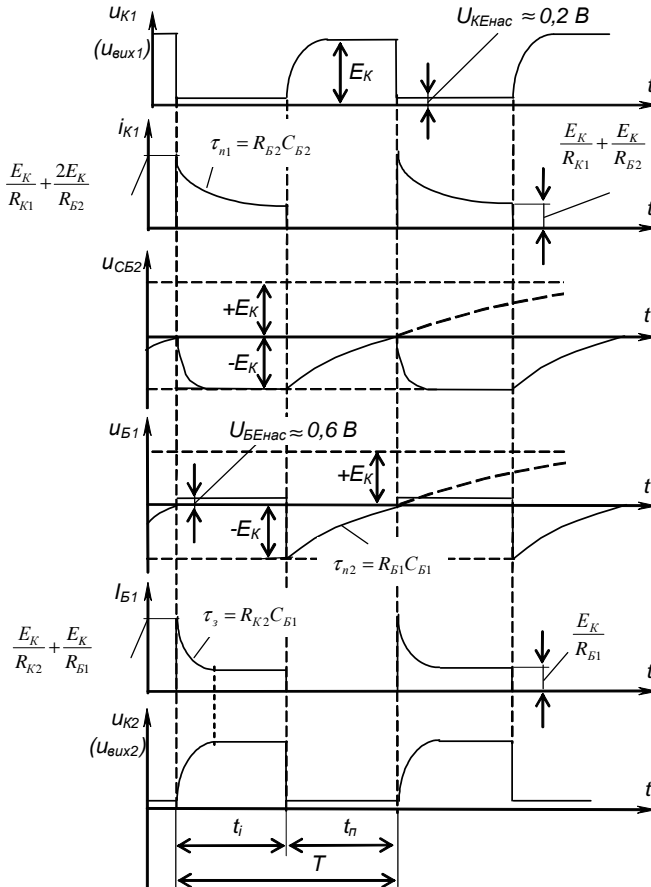


Рис. 5.10 – Часові діаграми роботи мультивібратора з колекторно-базовими зв'язками

Отже, мультивібратор має два квазісталіх стани:

- 1 – транзистор $VT1$ відкритий, а $VT2$ закритий;
- 2 – транзистор $VT2$ відкритий, а $VT1$ закритий.

Уявимо, що початковий стан мультивібратора такий: $VT1$ відкритий (знаходиться у режимі насичення), а $VT2$ закритий (знаходиться у режимі відсічки). При цьому і надалі:

1) через $VT1$ і R_{K1} від E_K протікає колекторний струм насичення I_{K1} ;
 2) через R_{B1} і базо-емітерний перехід $VT1$ протікає струм бази I_{B1} , який утримує $VT1$ у режимі насичення (маємо схему зміщення фіксованим струмом бази);

3) конденсатор C_{B1} заряджається струмом $I_{Iзар}$ від E_K через R_{K2} і базо-емітерний перехід $VT1$;

4) конденсатор C_{B2} заряджений із вказаною на схемі полярністю до напруги, рівної E_K (у попередньому такті роботи схеми), і через $VT1$ (замкнений ключ) підімкнений до нульової точки, за рахунок чого через нього протікає струм $I_{2розр}$ від E_K через R_{B2} ; цей струм намагається перезарядити C_{B2} від напруги $-E_K$ до напруги $+E_K$, при цьому негативна напруга з C_{B2} подається на базу $VT2$ відносно його емітера і утримує транзистор в закритому стані (розімкнений ключ);

5) процес перезаряду конденсатора C_{B2} триває доти, доки напруга на ньому не перетне нульовий рівень і не стане вищою за порогову напругу базо-емітерного переходу транзистора $VT2$ $U_{BE нас} \approx 0,6$ В, після чого потече базовий струм $VT2$ і він почне відкриватися;

6) через $VT2$, що перейшов у активний режим, конденсатор C_{B1} обкладкою «+» підмикається до нульової точки і негативна напруга з C_{B2} подається на базу $VT1$ відносно його емітера, закриваючи транзистор;

7) як тільки $VT1$ починає закриватись, збільшується позитивна напруга на його колекторі і починає заряджатися C_{B2} від E_K через R_{K1} і базо-емітерний перехід $VT2$, за рахунок чого останній відкривається ще більше – діє ППЗ: розвивається лавиноподібний регенеративний процес, після закінчення якого $VT1$ повністю закривається, а $VT2$ відкривається і мультивібратор переходить до свого другого квазісталого стану.

Далі процеси в схемі протікають аналогічно, тільки тепер заряджається C_{B2} , а перезаряджається C_{B1} .

Таким чином, пристрій фактично працює за рахунок автоматичної комутації конденсаторів ключами-транзисторами.

Умовами працездатності мультивібратора є:

$$\begin{aligned} R_{K2} C_{B1} < R_{B2} C_{B2}; \quad R_{K1} C_{B2} < R_{B1} C_{B1}; \\ R_{K1} \beta_1 \geq R_{B1}; \quad R_{K2} \beta_2 \geq R_{B2}. \end{aligned} \quad (5.15)$$

Тривалість імпульсів, що знімаються з колекторів транзисторів $VT1$ або $VT2$, становить відповідно

$$t_1 \approx 0,7 R_{B1} C_{B1}; \quad t_2 \approx 0,7 R_{B2} C_{B2}. \quad (5.16)$$

Період надходження імпульсів $T = t_1 + t_2$.

Для симетричної схеми $T \approx 1,4 C$, (5.17)
де $R = R_{Б1} = R_{Б2}$; $C = C_{Б1} = C_{Б2}$.

Співвідношення значень t_1 і t_2 (шпаруватість) можна змінювати, порушуючи симетрію схеми: наприклад, збільшуючи опір $R_{Б1}$ і пропорційно зменшуючи опір $R_{Б2}$. При цьому тривалість періоду залишається незмінною.

Якщо змінювати опір тільки одного з резисторів або ємність конденсаторів, то при постійній тривалості імпульсу (або паузи) будуть змінюватись період і шпаруватість.

Недоліком розглянутої схеми є значно спотворений передній фронт генерованих імпульсів (він являє собою експоненту). Це відбувається через те, що вихідним сигналом пристрою є напруга, що знімається з закритого транзисторного ключа і під'єднаного паралельно до нього конденсатора – фактично це є напруга на конденсаторі, що заряджається.

Скоротити тривалість фронтів (час заряду конденсаторів) можна, наприклад, зменшивши опір колекторних резисторів $R_{К1}$ і $R_{К2}$. Але це призведе до значних енергетичних втрат: через транзистори в режимі насичення буде протікати значний струм.

Оскільки причиною спотворення є процес заряду конденсаторів, то забезпечити якість генерованих імпульсів можна, відмикаючи колектори транзисторів від кіл заряду конденсаторів. Для цього в схему мультивібратора необхідно ввести допоміжні ключі – наприклад, діоди $VD1$ і $VD2$, як це показано на рис. 5.11. Для створення кіл заряду конденсаторів тут введено резистори R_1 і R_2 . У результаті, діодні ключі відмикають (відсікають) кола заряду від колекторів на час заряду. Тому такий мультивібратор називають **мультивібратором з відсікаючими діодами**. Перезаряджання конденсаторам діодні ключі не заважають. Тепер тривалість фронтів імпульсів майже однакова і визначається частотними властивостями транзисторів і діодів, а також паразитними ємностями схеми.

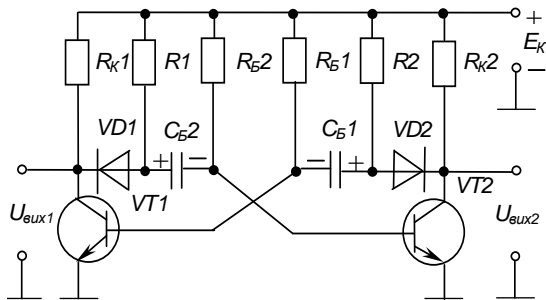


Рис. 5.11 – Мультивібратор з відсікаючими діодами

5.3.3. Мультивібратор на ОП

Схему мультивібратора на ОП наведено на рис. 5.12,а, часові діаграми роботи – на рис. 5.13.

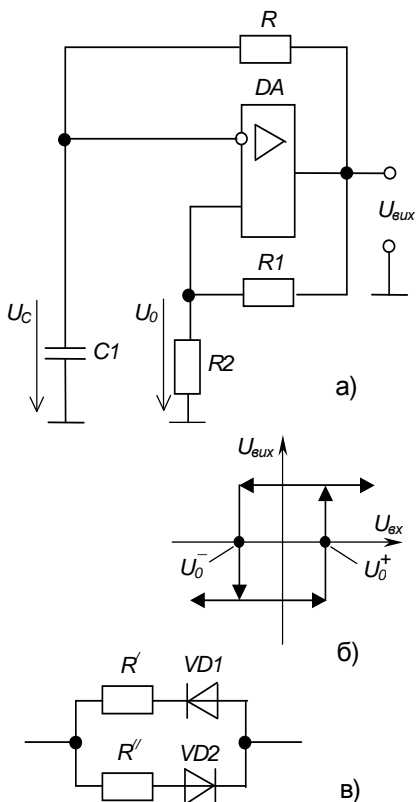


Рис. 5.12 – Мультивібратор на ОП

більш можливої негативної $U_{вих}^-$ до найбільш позитивної $U_{вих}^+$, спрацювання відбудеться при її значенні U_0^+ , а якщо вона почне змінюватись у зворотному напрямку – при U_0^- , як показано на рис. 5.12,б. Такий пристрій (з гістерезисом за вхідним сигналом) називають **тригером Шмітта**.

Таким чином, при роботі мультивібратора порівнюються фіксоване значення напруги, що знімається з дільника, зі змінною напругою на конденсаторі, який намагається зарядитися до вихідної напруги ОП

Автоколивальний режим (збудження генератора) забезпечується ПЗЗ, що охоплює ОП з виходу на неінвертувальний вхід дільником R_1, R_2 . Часові характеристики вихідного сигналу визначаються RC -ланцюжком, увімкненим у коло НЗЗ: з виходу ОП на його інвертувальний вхід.

ОП тут фактично працює як компаратор, порівнюючи значення напруг, що подаються на його інвертувальний та неінвертувальний входи.

Значення напруги на неінвертувальному вході є частиною вихідної напруги ОП. Для абсолютних величин це

$$|U_0| = \frac{U_{вих} R_2}{R_1 + R_2}. \quad (5.18)$$

Тому маємо два пороги спрацювання U_0^+ і U_0^- . При цьому, якщо напруга на інвертувальному вході буде змінюватись від найбільш можливої негативної $U_{вих}^-$ до

$U_{вих}$.

Як тільки значення напруг зрівнюються, $U_{вих}$ змінює знак, а значить, і U_0 також, а конденсатор починає намагатися зарядитись до нового значення $U_{вих}$ і так надалі. На виході ОП формується прямокутна **напруга типу «меандр»** – коли тривалості її негативного t_i^- і позитивного t_i^+ значень однакові. Період генерованих імпульсів становить

$$T = 2RC \ln\left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (5.19)$$

Змінити співвідношення t_i^- і t_i^+ можна, якщо замість резистора R ввести два паралельних ланцюжки з двох різних за опором резисторів R' і R'' та послідовно у різних напрямках увімкненими діодами $VD1$ і $VD2$, як це показано на рис. 5.12,в.

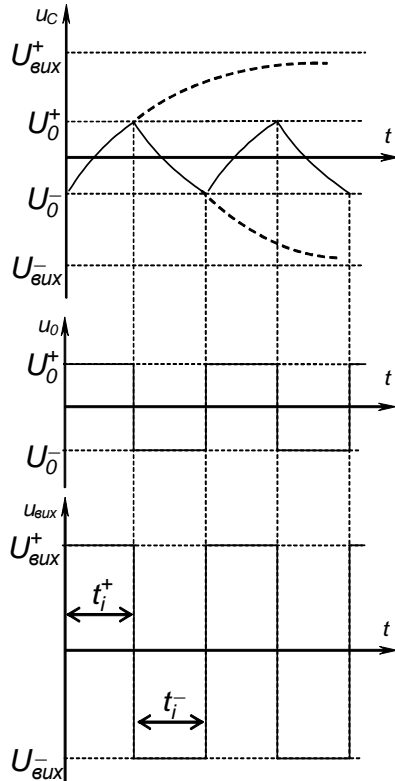


Рис. 5.13 – Часові діаграми роботи мультівібратора на ОП

5.3.4. Одновібратор з колекторно-базовими зв'язками (чекаючий мультівібратор)

Одновібратор (чекаючий мультівібратор), схему якого зображено на рис. 5.14, являє собою двокаскадний підсилювач із ПЗЗ, виконаний на транзисторах $VT1$ та $VT2$, увімкнених за схемою з СЕ. ПЗЗ забезпечується подачею колекторної напруги першого транзистора через конденсатор $C_{Б2}$ на базу другого транзистора та колекторної напруги другого транзистора через резистор $R_{Б1}$ та пришвидчуючий конденсатор $C_{Б1}$ – на базу першого.

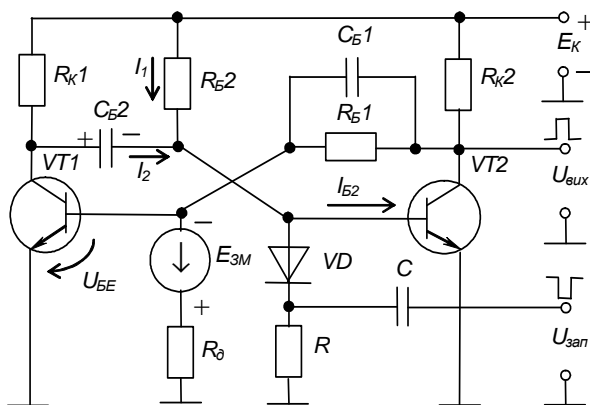


Рис. 5.14 – Одновібратор
(чекаючий мультивібратор)

Джерело негативного зміщення E_{3M} призначене для надійного утримання $VT1$ закритим, коли схема знаходиться у сталому стані.

VD , C , R є елементами кола запуску, призначеного для переведу пристрою у квазістабільний стан під дією зовнішнього сигналу. На виході формується одиночний

прямокутний імпульс напруги.

За відсутності сигналу запуску U_{zap} схема знаходиться у сталому стані рівноваги: $VT1$ закритий напругою E_{3M} , а $VT2$ знаходиться в режимі насичення під дією струму I_{B2} . При цьому конденсатор C_{B2} заряджений до напруги E_K з полярністю, вказаною на рис. 5.14, а струм I_{B2} становить

$$I_{B2} = I_1 + I_2.$$

Оскільки у сталому стані $I_2 = 0$, то $I_{B2} = I_1 = E_K / R_{B2}$.

Щоб транзистор $VT2$ знаходився у режимі насичення, необхідно виконувати умову $I_{B2} \geq I_{BH2}$ (струму насичення). Тоді

$$I_{BH2} = \frac{I_{KH2}}{\beta_2} = \frac{E_K}{R_{K2}\beta_2}; \quad (5.20)$$

$$-\frac{E_K}{R_{B2}} \geq \frac{E_K}{R_{K2}\beta_2} \text{ або } R_{B2} \leq \beta_2 R_{K2}. \quad (5.21)$$

Роботу одновібратора ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 5.15.

Подача на базу транзистора $VT2$ короткого запускаючого імпульсу негативної полярності через коло $C-R-VD$ перекидає одновібратор: $VT2$ закривається і його колекторна напруга через пришвидчуючий конденсатор C_{B1} подається на базу $VT1$, викликаючи насичення останнього. При цьому конденсатор C_{B2} через відкритий транзистор $VT1$ підмикається у запірному напрямку до бази транзистора $VT2$. Тобто,

завдяки ПЗЗ, після закінчення запускаючого імпульсу транзистор $VT2$ залишається закритим, а $VT1$ відкритим. При цьому конденсатор C_{B2} починає перезаряджатись по колу $+E_K - R_{B2} - C_{B2} - VT1$ – нульова точка схеми ($-E_K$), намагаючись досягти протилежної полярності. Але, коли напруга на ньому досягне нуля, запірня напруга на базі $VT2$ зникає і схема повертається до початкового стану: $VT1$ закритий, $VT2$ відкритий.

Час перебування одновібратора у стані квазісталлої рівноваги визначається часом розряду конденсатора C_{B2} від напруги, що дорівнює E_K , до 0, за який на виході схеми формується прямокутний імпульс напруги тривалістю $t_i = 0,7 R_{B2} C_{B2}$.

Час відновлення, із закінченням якого до схеми знову можна подавати запускаючий імпульс, становить $t_{відн} \approx 3 R_{K1} C_{B2}$.

Коло $R_{B2} C_{B2}$ має назву часозадаючого.

Стала часу заряду конденсатора C_{B2} становить $R_{K1} C_{B2}$.

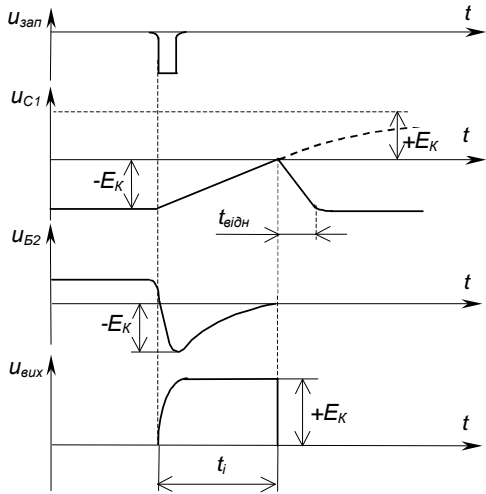


Рис. 5.15 – Часові діаграми роботи одновібратора

5.3.5. Одновібратор на ОП

Одновібратор на ОП можна отримати з мультивібратора (див рис. 5.12), якщо зашунтувати конденсатор діодом, як це показано на рис. 5.16. Це виключає можливість заряду конденсатора до напруги U_0^- і забезпечує один стійкий стан пристрою, як показано на часових діаграмах, наведених на рис. 5.17.

У вихідному стані конденсатор C_1 розряджений, на виході маємо напругу $U_{вих}^-$, струм протікає через діод і резистор R .

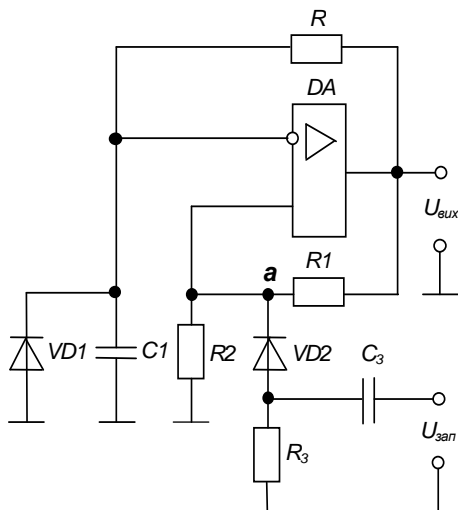


Рис. 5.16 – Одновібратор на ОП

Щоб перевести пристрій у квазі-сталий стан, необхідно в точку *a* подати імпульс напруги позитивної полярності більшої за U_0 . Тоді на виході будемо мати напругу $U_{вих}^+$ і конденсатор C_1 почне заряджатись через резистор R : на виході формується імпульс позитивної полярності.

Після досягнення напругою на конденсаторі значення U_0^+ отримаємо на виході $U_{вих}^-$ – закінчиться формування імпульсу, конденсатор C_1 розрядиться і пристрій буде готовий до повторного запуску.

Якщо тривалість запускаючого імпульсу більша за тривалість генерованого, то запускаючий подають через диференціювальний ланцюжок R_3C_3 і діод $VD2$ (інакше на виході отримаємо імпульс з тривалістю запускаючого). Тривалість генерованого імпульсу становить

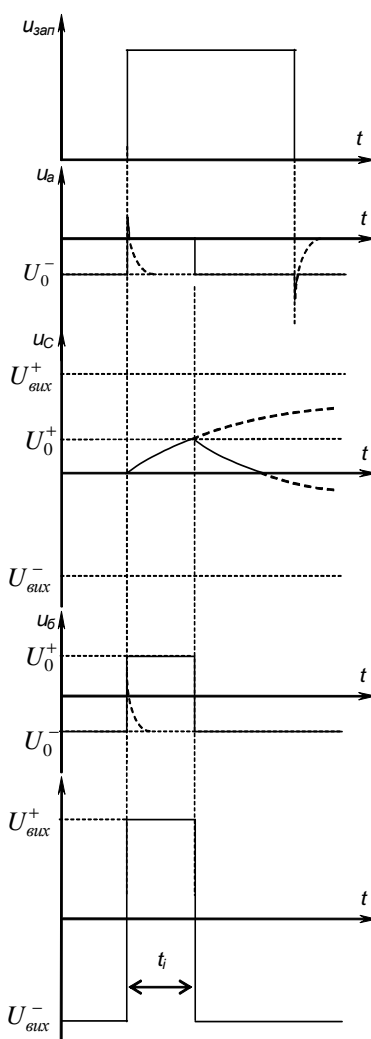


Рис. 5.17 – Часові діаграми роботи одновібратора на ОП

$$t_i = RC_1 \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (5.22)$$

5.4. Блокінг-генератори

Блокінг-генератор (однотактний) – це, як правило, однокаскадний підсилювач з трансформаторним ПЗЗ, призначений для генерування потужних прямокутних імпульсів з дуже великою щільністю (від одиниць до десятків тисяч) і тривалістю від частот мікросекунди до частот мілісекунди.

Використання трансформатора дозволяє вводити допоміжні вихідні обмотки і мати напругу вихідного імпульсу, що у багато разів перевищує напругу живлення схеми.

Блокінг-генератор, як і мультивібратор, може працювати у автоколивальному режимі, чекаючому та режимі синхронізації.

Схему блокінг-генератора, що працює у автоколивальному режимі і побудований на транзисторі з СЕ, зображено на рис. 5.18.

У коло колектора транзистора увімкнена обмотка w_1 імпульсного трансформатора TV , а в базове коло – обмотка w_2 , що реалізує в підсилювачі зворотний зв'язок.

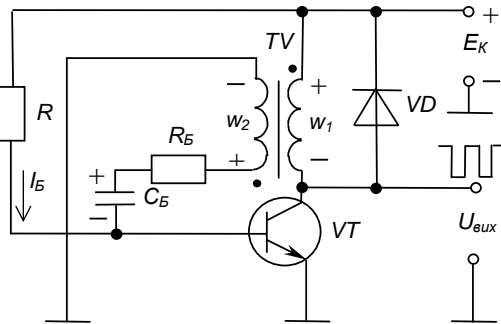


Рис. 5.18 – Блокінг-генератор

Для забезпечення ПЗЗ обмотки вмикаються зустрічно.

У базове коло транзистора увімкнено також часозадаючий RC -ланцюжок, що визначає частоту генерованих імпульсів.

Умови виникнення автоколивального режиму:

$$\varphi_k + \varphi_n = 2\pi n; \quad n = 0; 1; 2; 3; \dots; \quad K_U n_1 \geq 1, \quad (5.23)$$

де φ_k – фазовий зсув, що вноситься підсилювачем на транзисторі VT ;

φ_n – фазовий зсув, що вноситься трансформатором;

K_U – коефіцієнт підсилення за напругою;

$n_1 = w_1 / w_2$ – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Розглянемо роботу блокінг-генератора від моменту перезаряду конденсатора C_B , що у попередньому циклі роботи був заряджений до на-

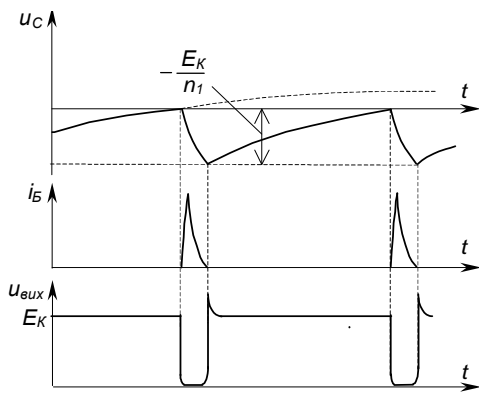


Рис. 5.19 – Часові діаграми роботи блокінг-генератора

пруги $U_C = U_{Cmax}$ (транзистор закритий), з полярністю, вказаною на рис. 5.18.

Часові діаграми роботи пристрою наведені на рис. 5.19.

Коло розряду конденсатора C_B : $+E_K - R - C - R_B - w_2$ – нульова точка схеми. У процесі розряду напруга на ньому буде змінюватися за експоненціальним законом. Коли U_C досягне нульового рівня, транзистор відкриється, з'явиться його колекторний струм, що

призведе до зниження напруги на колекторі та підвищення до E_K напруги на обмотці w_1 . В осерді трансформатора починає змінюватись магнітний потік і в обмотці w_2 за законом електромагнітної індукції наводиться електрорушійна сила з полярністю, вказаною на рис. 5.18. Поява напруги на w_2 призводить до подальшого відкривання транзистора – зростають струми бази і колектора. Це і є прямий лавиноподібний блокінг-процес, що триває частки мікросекунди.

Наступний етап – формування вершини імпульсу.

Струм бази транзистора, що є струмом RC -ланцюжка, змінюється експоненціально: знижується від максимального значення до нуля.

Через деякий час, що приблизно дорівнює $3 \div 4$ сталим часу $R_B C_B$, струм бази досягне нуля, а напруга на конденсаторі максимуму (полярність вказана на рис. 5.18), і транзистор почне регенеративно закриватись: виникає зворотний блокінг-процес.

Тривалість вихідного імпульсу визначається сталою часу $R_B C_B$, тривалість паузи – сталою часу перезаряду конденсатора $\tau_{пер} \approx (R + R_B) C_B$, оскільки $R \gg R_B$, то щільність значно більша за одиницю.

Коли транзистор закривається, набута індуктивністю колекторної обмотки w_1 енергія викликає на колекторі транзистора появу негативного викиду напруги, що може призвести до пробію транзистора. Щоб

запобігти цьому, паралельно колекторній обмотці вмикають діод VD , що забезпечує протікання струму в обмотці після закривання транзистора.

Схему **чекаючого блокінг-генератора** зображено на рис. 5.20.

Перехід блокінг-генератора із автоколивального режиму до чекаючого забезпечується напругою, що знімається з резистора R_2 , увімкненого до емітерного кола транзистора (дільник R_1 , R_2). Запуск блокінг-генератора здійснюється зовнішнім імпульсом U_{ex} .

Розглянуті блокінг-генератори широко застосовувались, наприклад, в схемах керування тиристорами, де вони забезпечували генерування коротких імпульсів необхідної потужності і електричне розділення кіл керування і силового за рахунок трансформатора.

Двотактний блокінг-генератор (генератор Роєра), схему якого зображено на рис. 5.21, генерує прямокутні імпульси фіксованої частоти із щільністю $Q=2$ ($t_i=t_n$).

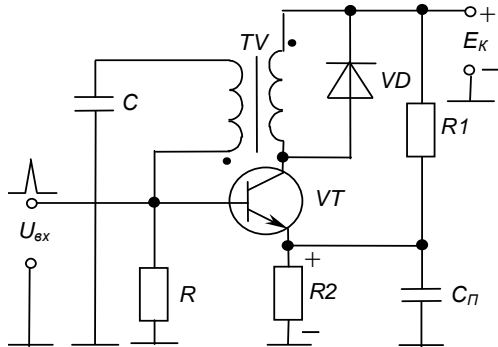


Рис. 5.20 – Чекаючий блокінг-генератор

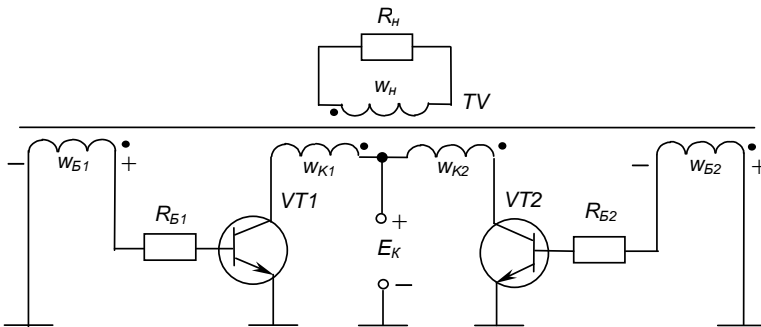


Рис. 5.21 – Двотактний блокінг-генератор

Виведення транзистора із режиму насичення тут здійснюється різким підвищенням струму колектора у момент насичення осердя трансформатора, яке виконується із матеріалу, що має прямокутну петлю гістерезису (холоднокатана сталь, пермалой, ферити).

Часові діаграми роботи блокінг-генератора зображені на рис. 5.22.

Нехай

$$w_K = w_{K1} = w_{K2}; w_B = w_{B1} = w_{B2}; R_B = R_{B1} = R_{B2}. \quad (5.24)$$

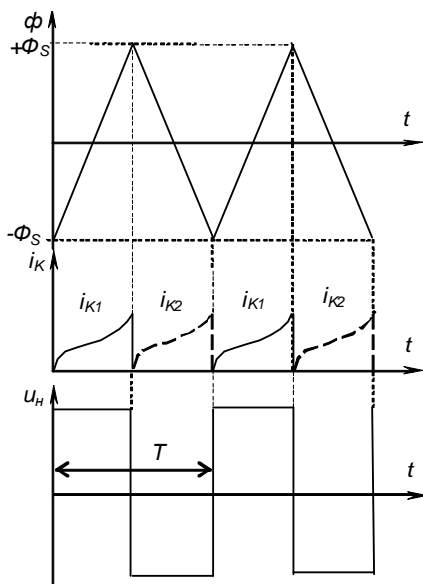


Рис. 5.22—Часові діаграми роботи двотактного блокінг-генератора

Припустимо, що транзистор $VT1$ має більший коефіцієнт підсилення за струмом, ніж $VT2$. При вмиканні джерела живлення $I_{KVT1} > I_{KVT2}$, а $U_{KVT1} < U_{KVT2}$. Тому на обмотку w_{K1} у колекторному колі $VT1$ подається більша напруга, ніж на w_{K2} , а отже, $U_{wB1} > U_{wB2}$ і мають полярності, вказані на рис. 5.21. Це призводить до того, що виникає намагнічуюча сила обмотки w_{K2} і осердя трансформатора починає перемагнічуватися, наприклад, у бік підвищення індукції B . При цьому на базових обмотках виникає напруга, що прагне відкрити $VT1$ і закрити $VT2$: у процесі регенерації $VT2$ повністю закривається, а $VT1$ відкривається. Осердя трансформатора перемагнічується

під дією E_K , що подається на w_{K1} , магнітний потік у осерді змінюється при цьому за лінійним законом. Після насичення осердя (коли індукція стане рівною індукції насичення матеріалу осердя $+B_S$) різко зростає намагнічуюча сила та колекторний струм I_{K1} першого транзистора $VT1$, а I_{B1} має значення, менше за граничний струм. Транзистор $VT1$ входить в активний режим, напруга на обмотках зменшується і змінює свій знак.

У процесі регенерації, коли формуються фронти імпульсу, $VT1$ закривається, $VT2$ відкривається, осердя перемагнічується від $+B_S$ до $-B_S$. Магнітний потік змінюється за лінійним законом від $+\Phi_S$ до $-\Phi_S$ завдяки напрузі E_K , поданій на w_{K2} .

Напруга на виході має прямокутну форму і частоту, пропорційну E_K .

Такий блокінг-генератор, зазвичай, не використовують у якості генератора прямокутних імпульсів. Його застосовують для перетворення постійної напруги у змінну з частотою від декількох десятків герц до

десятків кілогерц. Потужність навантаження може сягати від десятків міліват (наприклад, у лампі-спалаху фотоапарату) до декількох сот ват.

Розрахувати частоту імпульсів блокінг-генератора f можна за наступними формулами у такій послідовності:

$$\begin{aligned} u_K &= w_K \frac{d\Phi}{dt} = E_K \Rightarrow w_K d\Phi = E_K dt \Rightarrow w_K \int_{-\Phi_S}^{+\Phi_S} d\Phi = E_K \frac{T}{2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow w_K 2\Phi_S = E_K \frac{T}{2} \Rightarrow T = \frac{4w_K \Phi_S}{E_K} = \frac{4w_K}{E_K} B_S S \Rightarrow \\ &\Rightarrow f = \frac{1}{T} = \frac{E_K}{4w_K B_S S}, \end{aligned} \quad (5.25)$$

де S – перетин осердя трансформатора.

? Контрольні запитання

1. *пристрої називають імпульсними?*
2. *Поясніть, які переваги надає використання імпульсних режимів в електронних пристроях?*
3. *Що таке імпульс? Які бувають імпульси?*
4. *Наведіть параметри імпульсів та їхньої послідовності.*
5. *Що таке електронний ключ? Які електронні прилади використовують як ключі? Наведіть схеми їх вмикання.*
6. *Наведіть схему і поясніть роботу диференціювального ланцюжка, інтегрувального ланцюжка.*
7. *Поясніть, які електронні пристрої називають мультивібраторами, на основі яких електронних приладів вони виконуються, у яких режимах працюють.*
8. *Наведіть схему, поясніть будову і роботу мультивібратора з колекторно-базовими зв'язками в автоколивальному і чекаючому режимах.*
9. *Наведіть схему мультивібратора на ОП, поясніть специфіку роботи ОП. Що таке тригер Шмітта?*
10. *Наведіть схему і поясніть роботу чекаючого мультивібратора на ОП.*
11. *Поясніть, що таке блокінг-генератор?*
12. *Наведіть схеми, поясніть будову та роботу автоколивального і чекаючого блокінг-генераторів, двотактного блокінг-генератора.*

РОЗДІЛ 6

ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ

6.1. Алгебра логіки

Основу сучасних пристроїв обробки інформації складають **цифрові (логічні) ІМС**.

Аналіз роботи цифрових пристроїв базується на використанні апарату **математичної логіки – алгебри Джорджа Буля** (1815 – 1864 рр.). В її основі лежить поняття **події**, що оцінюється з точки зору її настання: вона може статися або не статися.

Тоді кожному **подію** можна вважати **істинною**, що може моделюватися одиницею «1» (високим рівнем напруги при електричному моделюванні), або **хибною** – моделюється нулем «0» (низьким рівнем напруги).

Обробка інформації, поданої у вигляді подій, ведеться у **двійковій системі числення**. Вона має тільки дві цифри: 0 і 1.

Величина, котра може приймати тільки ці два значення, називається **двійковою (логічною) змінною**.

Складна подія, що залежить від декількох двійкових змінних, називається **двійковою (логічною, перемикальною) функцією**:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad \text{де } x = \{1, 0\}. \quad (6.1)$$

Алгебра логіки дозволяє виконувати математичний запис логічних подій і зв'язків між ними, а це дає можливість аналітично описувати будову і роботу цифрових пристроїв (нагадаємо: цифрові пристрої обробляють інформацію, представлену у вигляді сигналів, що змінюються за законом дискретної функції – див. пп. 2.9.4).

В алгебрі логіки є три основних **логічних дії (операції, функції)**:

- **операція НІ – логічне заперечення:**

функція має зворотне значення до змінної, від якої вона залежить

$$y = \overline{x} \quad (6.2)$$

(читається у дорівнює не x);

- **операція АБО – логічне додавання (диз'юнкція):**

функція істинна, якщо істинна хоча б одна з незалежних змінних, що до неї входять

$$y = x_1 + x_2; \quad (6.3)$$

- **операція І – логічне множення (кон'юнкція):**

функція істинна, якщо істинні усі незалежні змінні, що до неї входять

$$y = x_1 \cdot x_2. \quad (6.4)$$

Зверніть увагу: в алгебрі логіки немає операцій віднімання і ділення.

Порядок дій в алгебрі логіки такий: перш за все виконується операція НІ, потім І й насамкінець АБО.

Для зміни порядку дій, як і в звичайній алгебрі, застосовують дужки.

Для алгебри логіки справедливі закони:

- **переставний (комутативний)**

$$x_1 + x_2 = x_2 + x_1 \quad \text{та} \quad x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1; \quad (6.5)$$

- **сполучний (асоціативний)**

$$x_1 + x_2 + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3) = (x_1 + x_2) + x_3$$

$$\text{та} \quad x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 = x_1(x_2 \cdot x_3) = (x_1 \cdot x_2) \cdot x_3; \quad (6.6)$$

- **розподільний (дистрибутивний)**

$$x_1(x_2 + x_3) = x_1 \cdot x_2 + x_1 \cdot x_3 \quad (6.7)$$

(зазначимо, що такі ж закони діють і в звичайній алгебрі).

Тотожності алгебри логіки:

$$x + x = x \quad \text{та} \quad x \cdot x = x; \quad (6.8)$$

$$x + \bar{x} = 1 \quad \text{та} \quad x \cdot \bar{x} = 0; \quad (6.9)$$

$$x + 0 = x \quad \text{та} \quad x \cdot 0 = 0; \quad (6.10)$$

$$\begin{aligned} &= \\ &x = x; \end{aligned} \quad (6.11)$$

$$x_1 + x_1 \cdot x_2 + x_1 \cdot x_3 = x_1; \quad (6.12)$$

$$x_1 + \bar{x}_1 \cdot x_2 = x_1 + x_2; \quad (6.13)$$

$$x_1 \cdot x_2 + x_1 \cdot \bar{x}_2 = x_1; \quad (6.14)$$

$$x_1(x_1 + x_2) = x_1; \quad (6.15)$$

$$x_1(\bar{x}_1 + x_2) = x_1 \cdot x_2; \quad (6.16)$$

$$(x_1 + x_2)(x_1 + x_3) = x_1 + x_2 \cdot x_3. \quad (6.17)$$

До основних законів алгебри логіки також відносяться **закони інверсії для логічних додавання та множення – правила де Моргана:**

$$\overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \quad \text{та} \quad \overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2. \quad (6.18)$$

Ці закони грають важливу роль при синтезі схем цифрових пристроїв, часто призводячи до суттєвого спрощення логічних функцій, а значить і схем пристроїв, що їх реалізують.

Взагалі, знання законів алгебри логіки дозволяє отримувати оптимальну за заданими критеріями схему пристрою, що забезпечує використання мінімального числа уніфікованих елементів, високу швидкість та надійність.

Зазначимо, що у практичних цілях алгебру Буля першим у 1938 році застосував один із родоначальників математичної теорії інформації і кібернетики Клод Шеннон (США) при дослідженні електричних кіл з контактними перемикачами.

6.2. Реалізація простих логічних функцій. Логічні елементи

Практична реалізація аналітичного опису подій алгебри логіки виконується у вигляді **логічних схем**, що будуються з **логічних елементів** як **логічні (цифрові) автомати**. При цьому проектувальника, звичайно, не цікавить внутрішня будова логічних елементів. Вони розглядаються як функціональні вузли обробки цифрової інформації.

Отже, однією з найпростіших логічних функцій є функція заперечення НІ, яку ще називають **операцією інверсії**.

Графічне позначення елемента, що реалізує таку функцію наведено на рис. 6.1. У якості такого елемента може бути використано, наприклад, транзисторний ключ – підсилювач з СЕ, що працює у ключовому режимі: при високому рівні напруги на його вході на виході матимемо низький і навпаки.

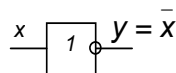


Рис. 6.1 –
Елемент НІ

Функцію, що її виконує логічний пристрій, для полегшення сприйняття часто представляють у вигляді таблиці, яку називають **таблицею істинності**. Кількість стовбців цієї таблиці дорівнює числу змінних, що входять до функції і є ще один стовбець, у якому вказують значення функції для кожної з можливих комбінацій вхідних змінних, а їхньому числу відповідає кількість рядків таблиці. У загальному випадку кількість рядків дорівнює 2^n , де n – число змінних.

Об'єднану таблицю істинності деяких основних логічних функцій, що залежать від двох змінних (усього таких функцій шістнадцять), наведено на рис. 6.2. На рисунку також представлено інформацію про математичний запис функцій, їхні назви, графічне позначення, можливу реалізацію.





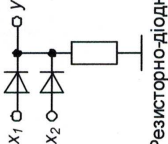
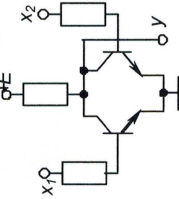
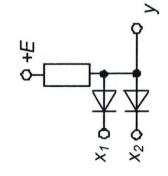
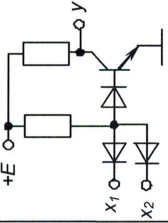
Вхідні змінні		Функція y			
x_1	x_2	АБО	АБО-НІ	І	І-НІ
0	0	0	1	0	1
0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1
1	1	1	0	1	0
Математичний запис (формула)		$y = x_1 + x_2 \Rightarrow x_1 \vee x_2$	$y = \overline{x_1 + x_2}$	$y = x_1 x_2 = x_1 \wedge x_2$	$y = \overline{x_1 x_2}$
Назва функції		Логічне додавання (диз'юнкція) функція АБО	Заперечення логічного додавання (стрілка Пірса) – функція АБО-НІ	Логічне множення (кон'юнкція) – функція І	Заперечення логічного множення (штрих Шеффера) – функція І-НІ
Графічне позначення елемента, що реалізує функцію					
Можлива реалізація					
		Резисторно-діодна логіка (РДЛ)	Резисторно-транзисторна логіка (РТЛ)	Резисторно-діодна логіка (РДЛ)	Резисторно-діодно-транзисторна логіка (РДТЛ)

Рис. 6.2 – Деякі логічні функції двох змінних

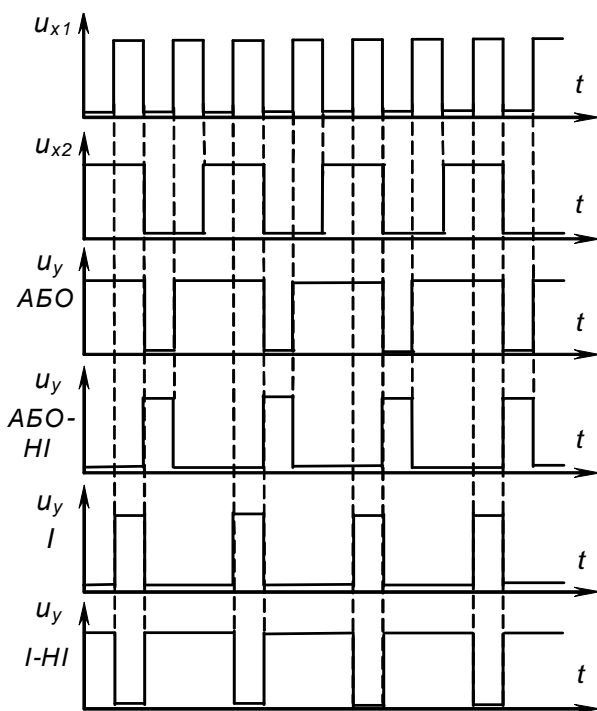


Рис. 6.3 – Часові діаграми роботи деяких двовходових логічних елементів

З таблиці видно, що, наприклад, функція АБО істинна, якщо істинною є хоча б одна із змінних, що до неї входять, а функція І – тільки у випадку істинності обох змінних.

Якщо вхідні сигнали змінювати з часом, як це показано на рис. 6.3, можна отримати часові діаграми роботи, що відповідають **динамічному режиму роботи** логічних елементів. У загальному випадку кількість вхідних змінних (кількість входів) логічних елементів, необхідних для реалізації склад-

них логічних функцій, може бути будь-якою. Реально у елементів, що випускаються у вигляді ІМС, вона, як правило, складає 2 (чотири елементи в одному корпусі ІМС, що мають спільні кола живлення), 3 (три елементи), 4 (два елементи), 8 (один елемент). Частіше це елементи І-НІ, АБО-НІ.

За елементною базою, на якій виконано логічні елементи, їх підрозділяють на резисторно-діодні (РДЛ – резисторно-діодна логіка), резисторно-транзисторні (РТЛ), резисторно-діодно-транзисторні (РДТЛ), транзисторно-транзисторні (ТТЛ), на К-МОН комплементарних транзисторах (К-МОН-логіка) і деякі інші.

Схеми двовходових резисторно-діодних елементів 2АБО та 2І наведено на рис 6.4,а і рис. 6.4,б відповідно.

При своїй схемній простоті вони мають суттєвий недолік: падіння напруги на діодних ключах не дозволяє реалізовувати складні логічні функції з послідовним вмиканням великого числа елементів за прийнятних значень напруги джерела живлення. Необхідно забезпечувати проміжне підсилення сигналів.

Підсилення забезпечують елементи, побудовані на основі транзисторних ключів. Наприклад, це **інвертор**, схема якого наведена на рис. 6.5. Зверніть увагу: подача невеликої негативної напруги зміщення U_{3M} забезпечує надійне закривання транзистора – збільшує завадостійкість елемента.

Схеми діодно-транзисторних елементів 2АБО-НІ та 2І-НІ наведено на рис. 6.6 і рис. 6.7 відповідно.

Діоди $VD3$ і $VD4$ у елемента І-НІ забезпечують виключення відкриваючої дії на транзистор напруги, що падає на діодах $VD1$ або $VD2$ (заміняють U_{3M}).

Широке розповсюдження знайшли елементи ТТЛ. Схему двоходового ТТЛ елемента 2І-НІ наведено на рис. 6.8.

Відмінною його рисою є наявність на вході багатомітерного транзистора $VT1$, що є набутком інтегральної технології і замінює вхідний діодний вузол елементів РДТЛ.

Елемент ТТЛ також має складний двотактний вихідний каскад, що дозволяє збільшити на-

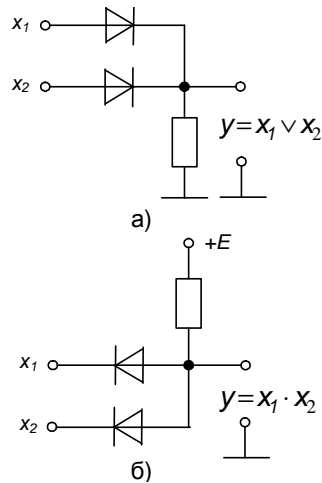


Рис. 6.4 – Резисторно-діодні елементи 2АБО (а) та 2І (б)

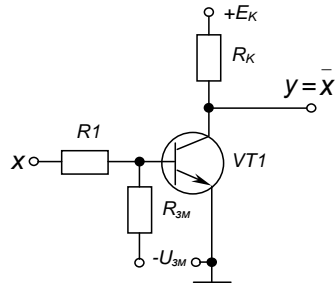


Рис. 6.5 – Інвертор (елемент НІ)

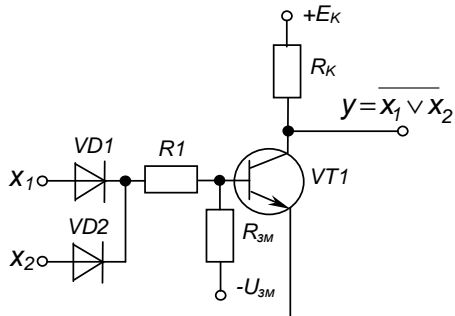


Рис. 6.6 – РДТЛ елемент 2АБО-НІ

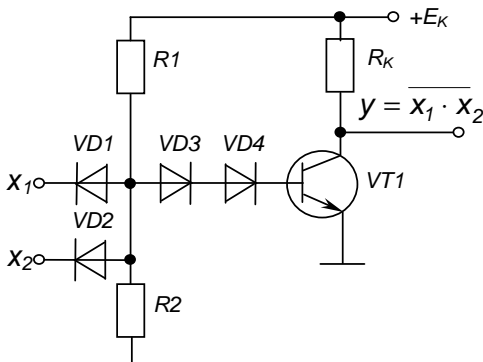


Рис. 6.7 – РДТЛ елемент 2І-НІ

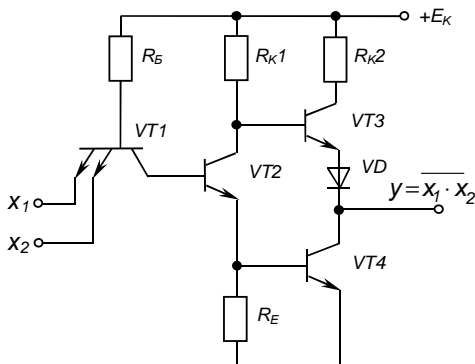
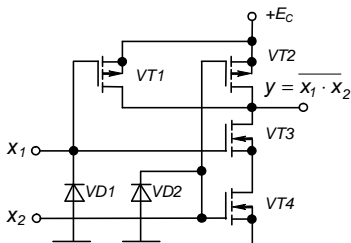


Рис. 6.8 – ТТЛ елемент 2І-НІ

Рис. 6.9 – Елемент 2І-НІ
К-МОН-логіки

кається до шини живлення, а $VT3$ і $VT4$ – до нульової шини.

вантажувальну здатність елемента – знижує вплив опору колекторного резистора на значення вихідного сигналу, що відповідає 1.

Діод VD (як пороговий елемент з напругою відкриття близько 0,6 В) надійно забезпечує закритий стан транзистора $VT3$ при відкритому $VT2$ (падіння на якому складає 0,2 - 0,4 В).

Розсмоктування зарядів у базі насиченого транзистора при відкритті триває значний час. Для його зменшення транзистору забезпечують стан, коли він закритим знаходиться на межі режимів насичення і активного. Для цього в ІМС застосовують діод Шоттки, що вмикається паралельно до переходу база-колектор транзистора (анодом до бази). Швидкодія при цьому значно підвищується. Така структура називається **транзистором Шоттки**.

На рис. 6.9 наведено схему двовходового елемента І-НІ, виконаного на комплементарних К-МОН транзисторах. Як видно з рисунку, елемент складається тільки з чотирьох МОН-транзисторів, що одночасно виконують і роль резисторів, бо опір їхнього каналу становить від десятків до сотень ом. Вихід елемента транзисторними ключами $VT1$ або $VT2$ підмикається до шини живлення, а $VT3$ і $VT4$ – до нульової шини.

Діоди *VD1* і *VD2* забезпечують захист вхідних кіл ІМС від подачі негативної напруги.

Зазначимо, що захисні ланцюжки встановлюють на входах багатьох видів ІМС з метою їхнього захисту як від напруги недопустимої польності, так і від перевищення вхідною напругою допустимого значення. Наприклад, від дії статичної електрики у разі дотику людини до виводів ІМС.

Елементи К-МОН прості у виготовленні (а значить дешеві), мають більшу завадостійкість ніж елементи ТТЛ, а за частотними властивостями у останній час наближаються до них.

Перевагою К-МОН логіки є ще й те, що вона працездатна у широкому діапазоні змін напруги живлення. Так, якщо для ІМС ТТЛ типове значення напруги живлення становить $5\text{ В} \pm 5\%$, то для ІМС К-МОН вона може становити від 3 до 15 В.

? Контрольні запитання

1. *Поясніть, на чому базується аналіз роботи цифрових пристроїв?*
2. *Вкажіть, як оцінюють подію в алгебрі логіки?*
3. *Поясніть, як можна моделювати події алгебри логіки?*
4. *Поясніть, що таке логічна (двійкова) змінна, логічна функція?*
5. *Які найпростіші логічні функції Ви знаєте?*
6. *Наведіть закони і тотожності алгебри логіки.*
7. *Наведіть можливі способи реалізації простих логічних функцій за допомогою електронних пристроїв.*
8. *Поясніть специфіку реалізації логічних елементів залежно від обраної елементної бази?*
9. *Що таке багатоемітерний транзистор?*
10. *Поясніть, чому елементи К-МОН-логіки дешеві у виготовленні?*

РОЗДІЛ 7

ТРИГЕРИ

7.1. Загальні відомості про тригери та їх призначення

Основою цифрових (логічних) пристроїв з пам'яттю є тригери. Тригер забезпечує запам'ятовування елементарного об'єму інформації – 1 біт.

Тригери (від англійського *trigger* – заскочка) – це спускові імпульсні пристрої з ПЗЗ, що мають два сталих стани рівноваги і можуть переходити із одного стану в інший під дією сигналу, що перевищує деякий рівень – поріг спрацьовування пристрою.

Тригери можуть бути побудовані на напівпровідникових приладах, що мають ділянку з негативною крутизною характеристики (наприклад, на тиристорах). Сучасні тригери, як правило, будують на основі двокаскадних підсилювачів з ПЗЗ. Тригери в інтегральному виконанні будують на логічних цифрових елементах.

Використовують тригери для таких цілей:

- 1) перетворення імпульсу довільної форми у прямокутну, тобто застосовуються як формувачі імпульсів прямокутної форми (тригери Шмітта – див пп. 5.3.4);
- 2) створення електронних реле;
- 3) створення пристроїв підрахунку імпульсів і ділення частоти надходження імпульсів (лічильників);
- 4) зберігання інформації у двійковому коді.

7.2. Тригер на біполярних транзисторах (симетричний тригер з лічильним запуском)

Схему **симетричного тригера** зображено на рис. 7.1. Тригер являє собою двокаскадний підсилювач з ПЗЗ, виконаний на біполярних транзисторах $VT1$ і $VT2$, ввімкнених за схемою з СЕ.

Додатний зворотний зв'язок забезпечується ланцюжками R_1 , C_1 та R_2 , C_2 , що з'єднують колектор одного транзистора з базою іншого.

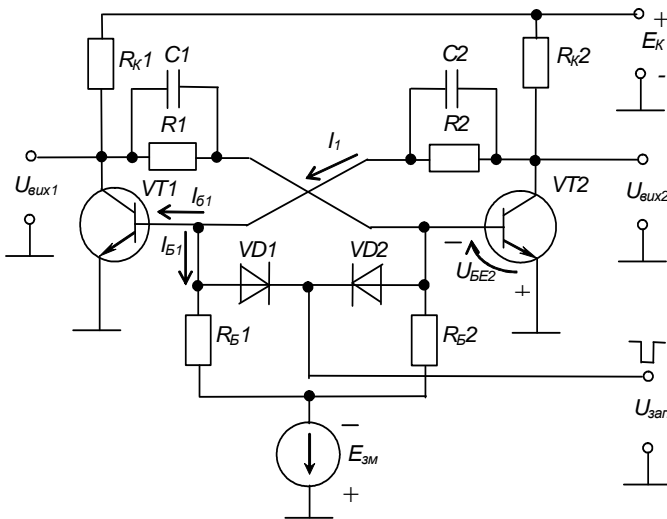


Рис. 7.1 – Симетричний тригер на біполярних транзисторах

Напруга E_{3M} призначена для надійного утримування у закритому стані одного із транзисторів схеми.

Коло, до якого входять діоди $VD1$ і $VD2$, призначене для запуску тригера при подачі запускаючої напруги U_{3an} .

Тригер є симетричним, бо

$$R_{K1} = R_{K2} = R_K; \quad R_1 = R_2 = R; \quad C_1 = C_2 = C; \quad R_{E1} = R_{E2} = R_E.$$

Тригер має два сталих стани:

- 1) $VT1$ відкритий, $VT2$ закритий, при цьому $U_{вых1}=0$, $U_{вых2}=1$;
- 2) $VT1$ закритий, $VT2$ відкритий, $U_{вых1}=1$, $U_{вых2}=0$.

Після вмикання джерела живлення тригер рівноможливо може опинитися у будь-якому стані і, за відсутності зовнішніх сигналів керування, може знаходитися у ньому скільки завгодно часу (але тільки за наявності живлення – енергозалежна пам'ять).

Розглянемо умови, коли $VT1$ відкритий, а $VT2$ закритий:

$$I_{\delta 1} = I_1 - I_{E1}; \quad I_{\delta 1} = \frac{E_K}{R_K + R} - \frac{E_{3M}}{R_E}. \quad (7.1)$$

Щоб транзистор $VT1$ знаходився у насиченому стані, необхідно забезпечити:

$$I_{\phi 1} \geq I_{\phi n} = \frac{I_{KH}}{\beta} = \frac{E_K}{R_K \beta}, \quad (7.2)$$

тобто

$$\frac{E_K}{R_K + R} - \frac{E_{3M}}{R_B} \geq \frac{E_K}{R_K \beta}. \quad (7.3)$$

Вираз (7.3) є визначальним для забезпечення насиченого стану $VT1$.
Маємо

$$U_{BE2} = E_{3M} - U_{R_{B2}}; U_{R_{B2}} = \frac{E_{3M} R_B}{R_B + R}; U_{BE2} = E_{3M} - \frac{E_{3M} R_B}{R_B + R} < 0. \quad (7.4)$$

Розглянемо роботу тригера при подачі запускаючої напруги. Припустимо, схема знаходиться у першому сталому стані рівноваги. У цьому випадку діод $VD1$ зміщений у прямому напрямку під дією позитивної напруги U_{BE1} , а діод $VD2$ закритий напругою U_{BE2} . Якщо подати негативний запускаючий імпульс, він через діод $VD1$ потрапить до бази $VT1$, який закриється (матимемо $I_1=0$). Напруга на колекторі $VT1$ зросте і через R_1 та прискорюючий конденсатор C_1 потрапить на базу $VT2$ і відкриє його.

У результаті – схема перейде до другого сталого стану.

Тепер діод $VD1$ закритий напругою U_{BE1} і наступний негативний імпульс запуску буде діяти на базу $VT2$ через діод $VD2$ і закриє $VT2$, переводячи тригер у перший сталий стан.

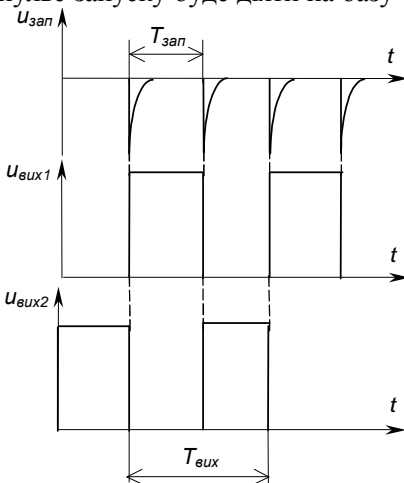


Рис. 7.2 – Часові діаграми роботи лічильного тригера

Таким чином, кожен імпульс запуску змінює стан тригера на протилежний. Такий вид запуску називається лічильним запуском, а тригер має назву **тригера T-типу**. Його роботу ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 7.2, з яких видно, що період вихідних імпульсів $T_{вих}$ у два рази більший за період запускаючих $T_{зп}$ (тому такий тригер ще називають тригером поділювачем на два).

Поряд із лічильним запуском існує роздільний запуск, котрий можна реалізувати двома способами:

1) подачею імпульсів однієї по-

лярності від двох різних генераторів на бази кожного з транзисторів у різні моменти часу;

2) подачею імпульсів змінної полярності на базу одного з транзисторів.

7.3. Тригери на логічних елементах

Тригери у інтегральному виконанні будуються з простих логічних елементів типу АБО-НІ, І-НІ. Зазвичай мікросхема вміщує 1÷4 тригери із спільними колами живлення, а інколи і спільними колами синхронізації або керування.

У загальному випадку тригер складається з логічного пристрою керування та власне тригера як елемента пам'яті. Є велика кількість різноманітних схем тригерів з різними функціональними можливостями.

Узагальнену структурну схему тригера зображено на рис. 7.3.

Пристрій керування призначений для перетворення

сигналів, що надходять до входів A_i , у вигляд, придатний для керування власне тригером, що виконує функцію елемента пам'яті.

Тригер має два **виходи**: Q – **прямий** (одиничний), \bar{Q} – **інверсний** (нульовий). **Входи** A_i називаються **інформаційними**, а входи C_i – **тактовими** або **синхронізуючими**.

За способом занесення інформації тригери поділяються на **асинхронні**, що змінюють свій стан одразу після надходження сигналу на певний інформаційний вхід, і **синхронні** (тактовані), що спрацьовують не тільки за наявності сигналів на інформаційних входах, а лише після надходження синхронізуючого (тактового) сигналу на певний вхід синхронізації.

Описують роботу тригерів (і цифрових пристроїв з пам'яттю взагалі) також за допомогою логічних функцій або частіше задля наочності за допомогою **таблиць переходів**. У таблицях вказують усі можливі комбінації сигналів на інформаційних входах у даний момент часу (t') і

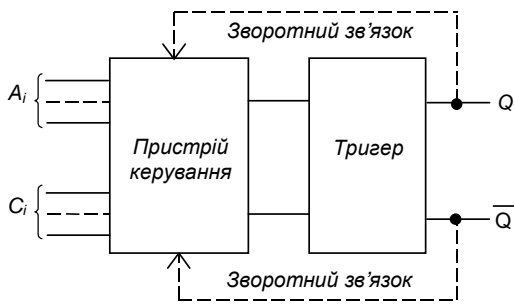


Рис. 7.3 – Структурна схема тригера

стан, в який перейде тригер під дією цих сигналів в наступний момент часу (t^{i+1}). Причому, наступний момент часу у асинхронного тригера настає одразу після зміни комбінації сигналів на інформаційних входах, а у синхронного – після надходження тактового сигналу (як правило, це імпульс) на відповідний вхід синхронізації.

Стани тригера в таблицях переходів зазвичай вказують так:

0 – тригер має сигнал на виході $Q = 0$ (**нульовий стан**);

1 – тригер має сигнал на виході $Q = 1$ (**одиничний стан**);

Q_i – стан тригера не змінюється при зміні сигналів на входах;

\overline{Q}_i – стан тригера змінюється на протилежний при зміні сигналів на входах;

X – **невизначений стан** тригера, коли він після зміни сигналів на входах рівноможливо може опинитися в нульовому ($Q = 0$) або у одиничному ($Q = 1$) стані.

Стверджують, що навіть за найпростішої конфігурації тригерного пристрою, яка має один інформаційний вхід і два виходи, можна отримати 25 функціональних різновидів тригерів. При двох входах їх буде вже 625. Практично ж застосовують 6 – 8 типів.

Найбільш розповсюджені з них *RS*-тригери, *D*-тригери, *T*-тригери, *JK*-тригери. Часто тригери будують як комбіновані: *RSD*-тригер, *RST*-тригер і т.п.

7.3.1. *RS*-тригер

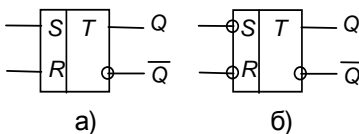


Рис. 7.4 – Умовні позначення *RS*-тригера з прямими (а) й інверсними (б) входами

Умовні позначення **двовходових асинхронних *RS*-тригерів з прямими** (такими, що реагують на наявність 1) і **інверсними** (такими, що реагують на наявність 0) **входами** наведено на рис. 7.4.

Свою назву *RS*-тригер одержав від перших літер англійських слів *to set* - встановлювати (*S*) та *to reset* – відновлювати (*R*).

S – інформаційний вхід, призначений для установлення тригера в одиничний стан ($Q=1$), а *R* – вхід, призначений для повернення тригера у нульовий стан ($Q=0$).

Роботу тригерів описують відповідні таблиці переходів, наведені у табл. 7.1.

Таблиця 7.1 – Таблиці переходів *RS*-тригерів

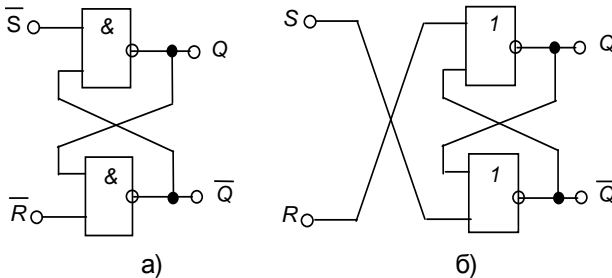
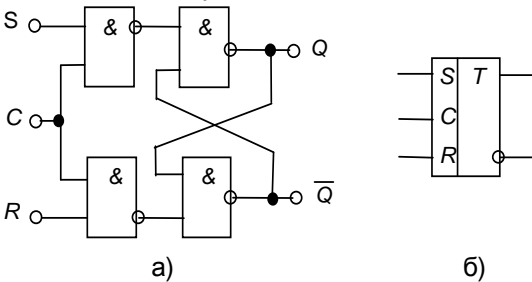
а) з прямими входами

t_i		t_{i+1}
S	R	Q
1	0	1
0	1	0
0	0	Q_i
1	1	X

б) з інверсними входами

t_i		t_{i+1}
S	R	Q
1	0	0
0	1	1
1	1	Q_i
0	0	X

Схеми таких *RS*-тригерів, побудованих на елементах І-НІ та АБО-НІ, зображено на рис. 7.5.

Рис. 7.5 – *RS*-тригер з інверсними входами на елементах І-НІ (а) та з прямими входами на елементах АБО-НІ (б)Рис. 7.6 – Синхронний *RS*-тригер

Схему і умовне позначення синхронного *RS*-тригера з прямими входами, побудованого на елементах І-НІ, наведено на рис. 7.6

Слід зазначити, що тактові **входи** бувають **потенціальні прямі**, як у даному випадку (тригер змінює свій

стан при надходженні сигналу 1 на вхід C), **інверсні** (тригер змінює стан при надходженні сигналу 0), або **імпульсні**, також прямі й інверсні (коли тригер змінює свій стан при зміні сигналу на тактовому вході з 0 на 1 або з 1 на 0 відповідно).

7.3.2. Тригер D -типу (D -тригер)

D -тригер (від англійського *delay* – затримка) має два входи: D – інформаційний та C – тактовий (синхронізуючий): D -тригер синхронний. А це значить, що інформація, яка надходить на вхід D , запам'ятовується лише при надходженні синхронізуючого імпульсу на вхід C , тобто із затримкою на час надходження останнього. Тому D -тригер ще називають тригером затримки. Умовне позначення D -тригера з прямим імпульсним входом синхронізації, реалізація на елементах І-НІ, таблиця переходів та часові діаграми його роботи наведено на рис. 7.7.

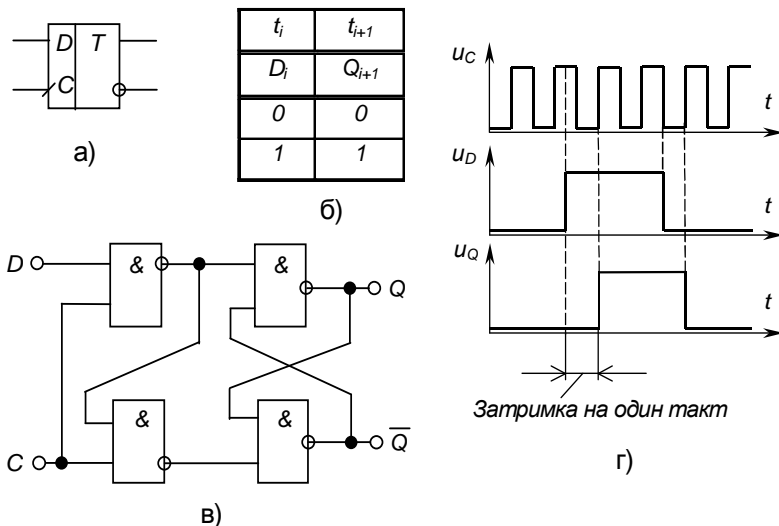


Рис. 7.7 – Умовне позначення (а), таблиця переходів (б), схема на елементах І-НІ (в) та часові діаграми роботи (г) D -тригера

7.3.3. Тригер *T*-типу (*T*-тригер)

***T*-тригер** (від англійського *to toggle* – перекидатись) ще називають тригером поділювачем на два або лічильним тригером (див. пп. 7.2). Тригер має лише один тактовий вхід, а його стан змінюється на протилежний із надходженням на вхід кожного імпульсу. Цей тригер використовують для лічення та ділення частоти імпульсів.

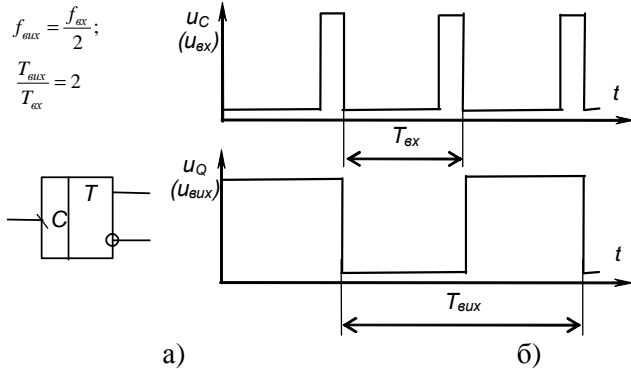


Рис. 7.8 – Умовне позначення (а)

та часові діаграми роботи (б) *T*-тригера

Умовне позначення та часові діаграми роботи *T*-тригера з інверсним імпульсним входом наведено на рис. 7.8.

7.3.4. *JK* - тригер

Синхронний ***JK*-тригер** має два інформаційних входи *J* (*jump* – стрибок) і *K* (*kill* – відключення) та тактовий *C*. Умовне позначення та таблиця переходів *JK*-тригера з прямим імпульсним тактовим входом наведені на рис. 7.9.

JK-тригер є універсальним, бо він може виконувати роль *RS*-тригера, якщо використовувати вхід *J* як *S*, а *K* як *R* (при цьому таблиця переходів *RS*-тригера відповідає першим трьом рядкам таблиці переходів *JK*-тригера). Якщо задати одиниці на обох інформаційних входах, *JK*-тригер стає *T*-

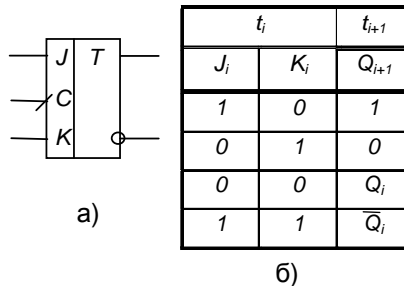


Рис. 7.9 – Умовне позначення (а) та таблиця переходів (б) *JK*-тригера

тригером. Схеми використання JK -тригера як T -тригера та D -тригера зображено на рис. 7.10.

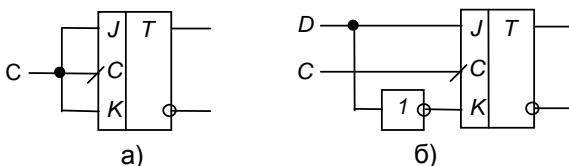


Рис. 7.10 – Використання JK -тригера як T -тригера (а) та D -тригера (б)



Контрольні запитання

1. Поясніть, що таке тригери і для чого вони можуть бути застосовані.
2. Наведіть схему та поясніть принцип дії симетричного тригера на біполярних транзисторах.
3. Назвіть і поясніть способи запуску симетричного тригера на біполярних транзисторах.
4. Наведіть узагальнену структурну схему тригера, побудованого на логічних елементах.
5. Поясніть різницю між асинхронним і синхронним тригерами.
6. Поясніть, як описують роботу тригерів? Наведіть приклади.
7. Поясніть значення термінів «прямий вхід», «інверсний вхід», «потенціальний вхід», «імпульсний вхід».
8. Наведіть умовне позначення, таблиці переходів і схеми RS -тригерів з прямими й інверсними входами, побудованих на логічних елементах.
9. Наведіть схему і поясніть роботу синхронного RS -тригера, побудованого на логічних елементах І-НІ.
10. Наведіть умовні позначення, таблиці переходів та поясніть роботу D -тригера, T -тригера, JK -тригера.
11. Поясніть, чому JK -тригер вважають універсальним? Наведіть та поясніть приклади його використання для побудови тригерів інших типів.

РОЗДІЛ 8

ЦИФРОВІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПРИБОРИ

8.1. Поняття про цифрові мікроелектронні пристрої

Цифрові мікроелектронні пристрої являють собою дискретні цифрові автомати, виконані на ІМС і призначені для опрацювання інформації, що представлена у вигляді цифрового коду. Вони використовуються для створення цифрових інформаційних, вимірювальних систем та систем керування.

Усі цифрові пристрої поділяються на два великих класи: комбінаційні і послідовнісні.

Комбінаційні пристрої реалізують функції, які залежать тільки від комбінації змінних, що до них входять, у даний момент часу і не залежать від стану пристрою у попередній момент часу. Найпростішими прикладами таких пристроїв є логічні елементи (див. пп. 6.2).

Послідовнісні (від слова «послідовність») **пристрої** реалізують функції, що залежать не тільки від комбінації вхідних змінних у даний момент часу, а ще й від стану пристрою у попередній момент часу: вони мають пам'ять. Найпростішими прикладами таких пристроїв є тригери (див. розділ 7).

Основними (найбільш вживаними) мікроелектронними цифровими пристроями є:

- 1) дешифратори;
 - 2) мультиплексори;
 - 3) лічильники імпульсів;
 - 4) регістри;
 - 5) цифро-аналогові та аналого-цифрові перетворювачі.
- Будуються ці пристрої на логічних елементах і тригерах.

8.2. Реалізація складних логічних функцій

Складні логічні функції реалізують на ІМС простих логічних елементів.

Мінімальний набір логічних елементів, що реалізують деякі прості логічні функції і за наявності необмеженої кількості яких можна реалі-

зувати наскільки завгодно складну логічну функцію, називають **функціонально повною системою логічних елементів** або базисом.

Найбільш відомими функціонально повними системами є:

- 1) елементи, що реалізують функції алгебри Буля – І, АБО, НІ;
- 2) елемент, що реалізує **функцію штрих Шеффера** – І-НІ;
- 3) елемент, що реалізує **функцію стрілка Пірса** – АБО-НІ.

Якщо уважно подивимось на таблицю істинності логічних елементів (див. рис. 6.2), то побачимо, що, наприклад, елемент І для одиниць є елементом АБО для нулів. Тобто, якщо для прямих значень

$$y = x_1 \cdot x_2,$$

$$\text{то для інверсних} \quad \overline{y} = \overline{x_1 + x_2}. \quad (8.1)$$

Виходячи з правил алгебри логіки (див. 6.18), для елемента І-НІ можна записати

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1} + \overline{x_2}, \quad (8.2)$$

а для елемента АБО-НІ

$$y = \overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2}. \quad (8.3)$$

Якщо задати, наприклад, відповідно $x_2 = 1$ або $x_2 = 0$, то матимемо

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1 \cdot 1} = \overline{x_1}, \quad (8.4)$$

$$\text{або} \quad y = \overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1 + 0} = \overline{x_1}. \quad (8.5)$$

Тобто, ми можемо використовувати багатовходові логічні елементи з інверсією на виході як інвертори, задаючи на всіх, крім одного входу, сигнал 1 (*const 1*) або 0 (*const 0*).

Якщо на всі входи цих елементів подати одну й ту ж змінну, також матимемо інвертори:

$$\begin{aligned} y &= \overline{x_1 \cdot x_1} = \overline{x_1}, \\ y &= \overline{x_1 + x_1} = \overline{x_1}. \end{aligned} \quad (8.6)$$

У разі, якщо кількості входів конкретного логічного елемента не вистачає, можна вчинити таким чином. Наприклад, потрібен тривходовий елемент, а маємо тільки двовходові, то тривходовий можна реалізувати на основі наступних співвідношень.

Оскільки очевидно, що

$$\overline{\overline{x}} = x, \quad (8.7)$$

то
$$y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3} = \overline{x_1 \cdot x_2} \cdot \overline{x_3} = \overline{x_1 \cdot x_2} \cdot 1 \cdot \overline{x_3}, \quad (8.8)$$

або
$$y = \overline{x_1 + x_2 + x_3} = \overline{x_1 + x_2} \cdot \overline{x_3} = \overline{x_1 + x_2} \cdot 1 \cdot \overline{x_3}. \quad (8.9)$$

Отже, реалізувати тривходовий елемент можна на трьох двовходових, один з яких повинен працювати як інвертор.

З наведених прикладів видно, що елементи І-НІ чи АБО-НІ дійсно дозволяють реалізувати логічну функцію будь-якої складності.

Нехай треба реалізувати функцію

$$y = \overline{(x_1 + x_2 + x_3) \cdot x_4 + x_4 + x_5}. \quad (8.10)$$

У загальному випадку це можна зробити за допомогою схеми, наведеної на рис. 8.1.

Для забезпечення отримання простої (економічної в реалізації), швидкодіючої схеми, складні комбінаційні пристрої спочатку описують за допомогою логічних функцій (у вигляді математичних формул або таблиць істинності). Потім ці **функції мінімізують** на основі законів алгебри логіки з урахуванням специфіки стандартних ІМС логічних елементів, що будуть використані для схемної реалізації. Це можна робити як вручну, що досить складно, так і з використанням спеціальних програм на ЕОМ.

Так, якщо, наприклад, вираз (8.10) необхідно реалізувати на двовходових елементах І-НІ, то спочатку отримаємо еквівалентний мінімальний вираз у базисі І-НІ:

$$\begin{aligned} y &= \overline{(x_1 + x_2 + x_3) \cdot x_4 + x_4 + x_5} = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 + x_4 + x_5} = \\ &= \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_4 \cdot x_5} = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_5} = \\ &= \overline{x_1 \cdot 1 \cdot x_2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot x_3 \cdot 1 \cdot x_4 \cdot 1 \cdot x_5 \cdot 1}. \end{aligned} \quad (8.11)$$

Отриманому виразу відповідає схема, наведена на рис. 8.2. Вона виконана на трьох ІМС К561ЛА7.

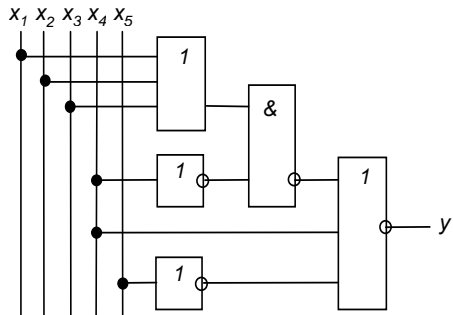


Рис. 8.1 – Приклад схемної реалізації логічної функції

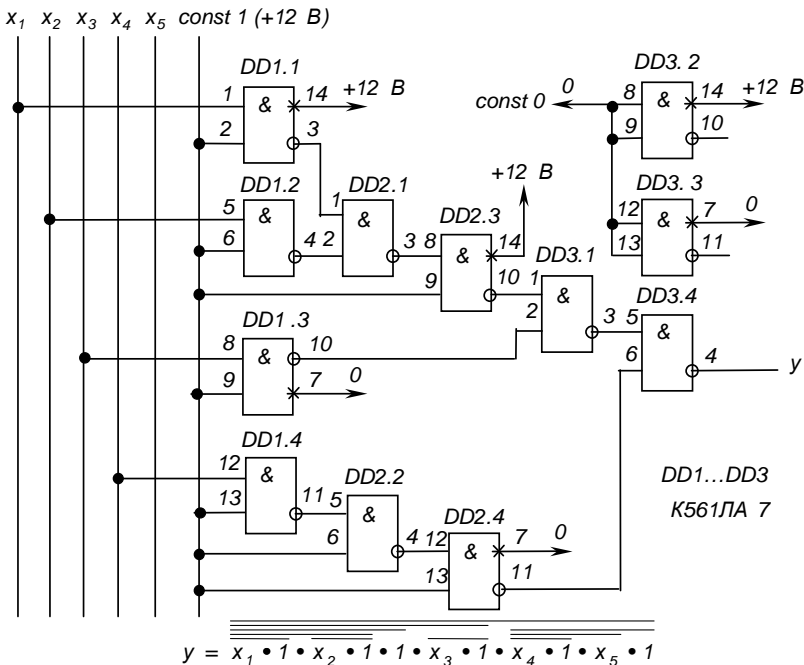


Рис. 8.2 – Схемна реалізація логічної функції на однотипних елементах

Зауважимо, що на таких схемах відносно ланцюгів живлення ІМС на вільному полі в правій частині схеми у технічних вимогах дають вказівки щодо підмикання відповідних контактів або вказують відповідні контакти ІМС як нелогічні виводи елементів і позначають місця їхнього підмикання (див. рис. 8.2 – контакти 7 і 14). На входи елементів, що не задіяні, подають сигнали $const\ 1$ або $const\ 0$, а їхні виходи залишають вільними (див. рис. 8.2 – елементи DD3.2 і DD3.3).

8.3. Дешифратори

Дешифратори (декодера) є комбінаційними пристроями, призначеними для перетворення кодованих двійкових входних сигналів у сигнали керування виконавчими пристроями, пристроями відображення інформації і т.п.

У загальному випадку дешифратор має декілька входів (за кількістю розрядів двійкових чисел, які необхідно декодувати) і декілька виходів.

Кожній комбінації вхідних сигналів відповідає певна комбінація вихідних (зрозуміло, що дешифратори як комбінаційні пристрої будуються на логічних елементах і їх випускають у вигляді ІМС).

Наприклад, **двійковий дешифратор**, умовне позначення якого наведено на рис. 8.3, має чотири входи ($n=4$) з ваговими коефіцієнтами 1, 2, 4, 8, що відповідає чотирьом розрядам послідовного двійкового коду ($2^0, 2^1, 2^2, 2^3$) – див. пп. 8.10.2, і шістнадцять виходів: від 0 до 15 ($N=2^n=2^4=16$). Кожній комбінації нулів і одиниць на входах відповідає одиниця на відповідному виході.

Наприклад,

$$y_5 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_4 \cdot x_8$$

$$(5=1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3). \quad (8.12)$$

У **двійково-десятьковому** дешифраторі з інверсними виходами, умовне позначення якого наведено на рис. 8.4, кожній з перших десяти двійкових комбінацій (двійково-десятьковий код) відповідає нуль на відповідному виході. Такі дешифратори у вигляді ІМС застосовують для керування десятковими неоновими індикаторами, у яких десяткові знаки являють собою фігурні катоди неонові лампи.

Двійково-семисегментний дешифратор, зображений на рис. 8.5,а, перетворює двійкову комбінацію вхідних сигналів у комбінацію вихідних, необхідну для вмикання відповідної комбінації сегментів семисегментного десяткового індикатора – рис. 8.5,б.

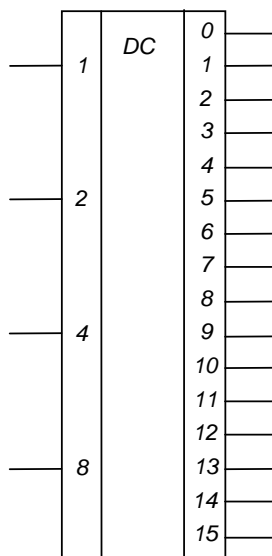


Рис. 8.3 – Двійковий дешифратор

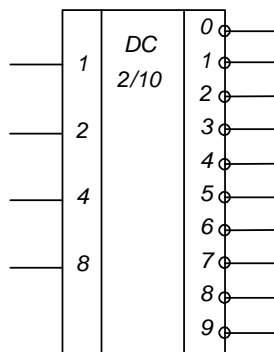


Рис. 8.4 – Двійково-десятьковий дешифратор

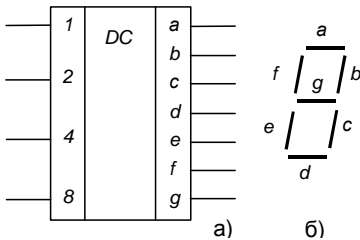


Рис. 8.5 – Двійково-семисегментний дешифратор (а) і схема розміщення сегментів індикатора (б)

8.4. Мультиплексори

Мультиплексори (комутатори) – це комбінаційні пристрої, що підмикають до виходу вхід (передають на вихід інформацію з входу), номер якого задає комбінація нулів і одиниць на адресних входах.

Схема чотиривходового мультиплексора та його таблиця істинності наведені на рис. 8.6.

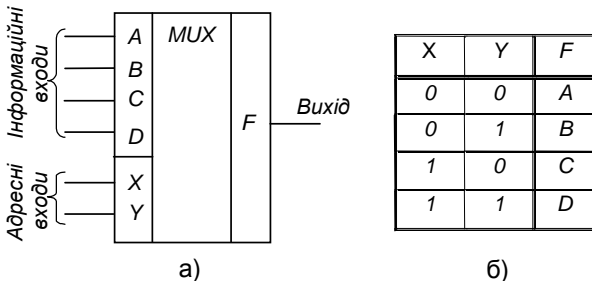


Рис. 8.6 – Чотиривходовий мультиплексор (а) та його таблиця істинності (б)

Логічна функція, що її реалізує цей мультиплексор, така:

$$F = Ax + Bxy + Cx\bar{y} + Dx\bar{y} \quad (8.13)$$

Зауважимо, що К-МОН мультиплексори забезпечують комутацію не тільки цифрових, а й і аналогових сигналів.

8.5. Лічильники імпульсів

Одною з найрозповсюдженіших операцій у пристроях інформаційно-обчислювальної і цифрової вимірювальної техніки є фіксування кількості імпульсів – підрахунок їхньої кількості. Реалізують таку операцію **лічильники імпульсів**. Лічильники також забезпечують представлення інформації про кількість імпульсів у вигляді двійкового коду (завдяки принципу побудови).

Лічильники бувають **прості (підсумовуючі)**, у яких код збільшується на одиницю після надходження на вхід кожного імпульсу; **відніма-**

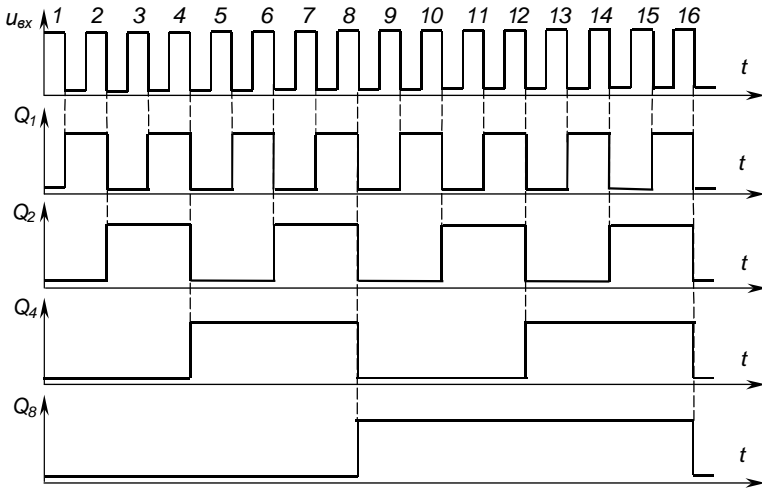


Рис. 8.9 – Часові діаграми роботи чотирирозрядного підсумовуючого послідовного двійкового лічильника з імпульсним інверсним лічильним входом

Лічильник називається **послідовним** тому, що вихід тригера кожного попереднього розряду з'єднано з лічильним входом (входом синхронізації) тригера наступного розряду, в результаті чого передача інформації – перемикання тригерів розрядів лічильника – відбувається послідовно одного за одним. Це визначає низьку швидкодію лічильника.

У **паралельних** лічильників інформація з розряду в розряд передається за допомогою спеціальної комбінаційної схеми, а входи синхронізації тригерів з'єднано разом, і перемикання усіх тригерів відбувається одночасно.

Як видно з таблиці переходів і часових діаграм, при безперервній роботі лічильника на його виходах Q_1 , Q_2 , Q_4 , Q_8 формується послідовний двійковий код.

Вхід R призначений для установки лічильника в нульовий стан (у даному разі – подачею сигналу логічної 1).

Входи D_1 , D_2 , D_4 , D_8 призначені для паралельного занесення чисел у лічильник – для задання початкового стану, що відрізняється від нульового.

Послідовну роботу лічильника можна порушити, обмеживши кількість його станів. Це можна зробити, вводячи зворотний зв'язок, як, наприклад, показано на рис. 8.10. Тепер при досягненні десятого стану лічильник одразу переходить у нульовий стан – ми отримали

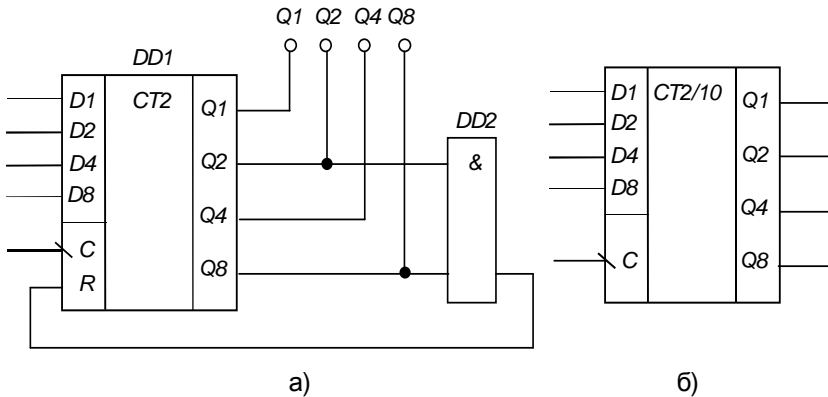


Рис. 8.10 – Отримання двійково-десятьового лічильника з двійкового (а) і умовне позначення двійково-десятьового лічильника (б)

двійково-десятьовий лічильник, що має не 16, а 10 станів і формує на виходах двійково-десятьовий код. Його таблицю переходів наведено у табл. 8.2, а часові діаграми роботи – на рис. 8.11.

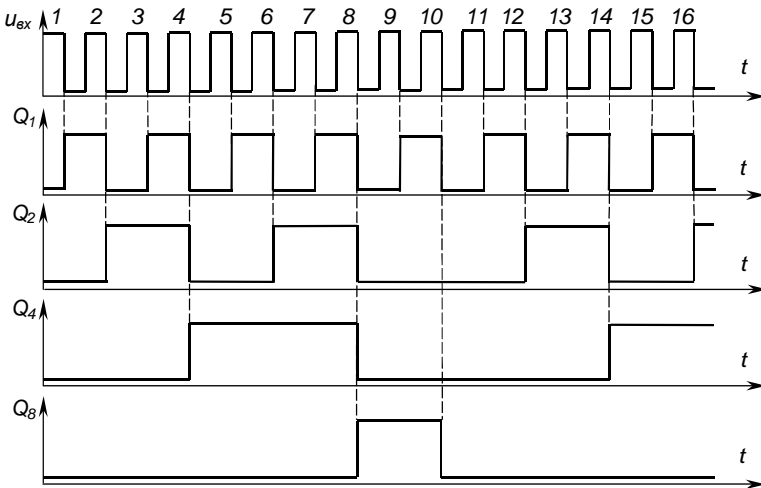


Рис. 8.11 – Часові діаграми роботи чотирирозрядного двійково-десятьового лічильника

Застосування таких лічильників разом із двійково-десятьовими або двійково-семисегментними дешифраторами дозволяє на основі стандартних ІМС будувати схеми керування багаторозрядними десятикови-

Таблиця 8.2 – Таблиця переходів чотирирозрядного послідовного двійково-десятькового лічильника

Стан	Q_8	Q_4	Q_2	Q_1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

ми індикаторами (розряди десяткові, а у межах десяткового розряду рахунок двійковий).

На рис. 8.12 наведено схему лічильника, що також має десять станів, але працює не в послідовному двійковому коді, бо після надходження восьмого імпульсу переходить з 7 стану у 14, після дев'ятого – у 15, а після десятого – у 0.

У вигляді ІМС випускається досить широка номенклатура лічильників. На рис. 8.13, як приклад, наведено умовне позначення чотири-

розрядного реверсивного лічильника типу К561ІЕ14.

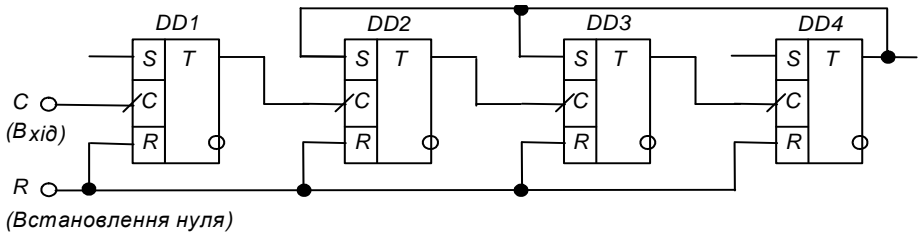


Рис. 8.12 – Чотирирозрядний лічильник, що має десять станів

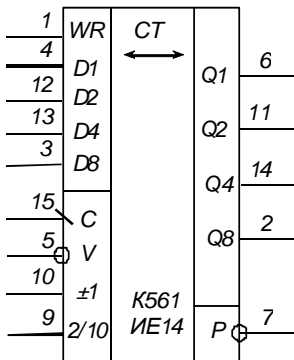


Рис. 8.13 – Реверсивний лічильник К561ІЕ14

Він має входи:

- 1) запису інформації з входів паралельного вводу інформації D_1, D_2, D_4, D_8 – WR ;
- 2) паралельного вводу інформації – D_1, D_2, D_4, D_8 ;
- 3) синхронізації (тактовий) – C ;
- 4) дозволу лічення – \bar{V} ;
- 5) напрямку лічення (підсумовування чи віднімання) – $\pm I$;
- 6) задання роботи в двійковому чи двійково-десятьковому коді – $2/10$.

Виходи:

- 1) інформаційні – Q_1, Q_2, Q_4, Q_8 ;
- 2) переносу (займу) в старший (із старшого) розряду – \bar{P} .

Напруга живлення подається на виводи 16 (плюс джерела живлення $+U_{жс}$) і 6 (нуль).

8.6. Регістри

Регістри призначені для запам'ятовування і зберігання інформації, представленої у вигляді багаторозрядних двійкових чисел (двійкового коду) та їхньої видачі за зовнішньою командою – це елементи короткочасної (оперативної) пам'яті.

Залежно від способу запису і видачі інформації регістри бувають:

- 1) послідовні – запис інформації в них виконується послідовно одного двійкового розряду за іншим через один вхід;
- 2) паралельні – запис інформації в них виконується одночасно (паралельно) у всі розряди;
- 3) послідовно-паралельні – можуть працювати як послідовні або паралельні, залежно від сигналу на спеціальному вході керування.

На рис. 8.14 як приклад наведено умовне позначення універсального регістру типу 564ИР9.

Він має входи:

- 1) синхронізації (тактовий) – C ;
 - 2) задання режиму роботи (паралельний – послідовний) – P/S ;
 - 3) послідовного вводу інформації (входи JK -тригера першого розряду) – J, \bar{K} ;
 - 4) паралельного вводу інформації – D_1, D_2, D_3, D_4 ;
 - 5) задання видачі інформації в прямому або інверсному коді – T/C ;
 - 6) встановлення нульового стану – R .
- Виходи: Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 .

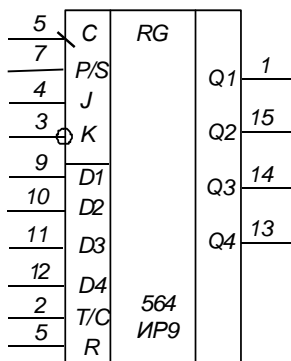


Рис. 8.14 –

Універсальний регістр

При видачі інформації у послідовному коді, останній знімається з виходу Q_4 .

Напруга живлення подається на виводи 16 (плюс джерела живлення $+U_{ж}$) і 8 (нуль).

8.7. Цифро-аналогові (ЦАП) і аналого-цифрові (АЦП) перетворювачі

Для узгодження цифрових пристроїв вимірювання і керування, що працюють з інформацією, представленою у двійковому коді, з виконавчими пристроями і датчиками, які мають аналогові відповідно вхідні та вихідні сигнали, застосовують **цифро-аналогові і аналого-цифрові (ЦАП і АЦП) перетворювачі**.

8.7.1. Будова і робота ЦАП

ІМС ЦАП, як правило, являють собою резисторні матриці. Матриця може бути виконана як дільник напруги з співвідношенням опорів кратним 2^n : R-2R-4R-8R-16R і т.д. (застосовують рідко, бо технологічно важко забезпечити точні значення великих опорів резисторів, що відповідають старшим розрядам). Частіше матриця ЦАП являє собою дільник струмів з співвідношенням опорів R-2R. Також до ІМС, зазвичай, входять транзисторні ключі (наприклад, на польових К-МОН-транзисторах), що забезпечують вмикання потрібної комбінації резисторів за сигналами двійкового коду.

Так ІМС K572ПА1 (виконана за К-МОН-технологією) призначена для перетворення 10-розрядного прямого паралельного двійкового коду на цифрових входах у струм на аналоговому виході. Її спрощену структуру наведено на рис 8.15. Видно, що, окрім власне резисторної матриці R-2R, вона має ключі і вузли керування ними ВК.

Вхідним аналоговим сигналом ЦАП є опорна напруга U_{on} , що визначає значення напруги, яка відповідає молодшому двійковому розряду. Вхідний струм I_0 , що протікає під дією U_{on} , ділиться за двійковим законом у вузлах резисторної **матриці R-2R**. З рис. 8.16 можна бачити: приведені до місць перетинів А-А, В-В та С-С опори частини резисторів, що відтинаються у напрямку стрілок, дорівнюють 2R і тому зна-

де U_{on} – опорна напруга;

$R_{екв}$ – еквівалентний опір резисторної матриці, що має номінальне значення 10 кОм (фактично – від 7 до 15 кОм);

a_i – пряме значення (для $a_i=1$) двійкового коду на i -тому вході;

\bar{a}_i – інверсне значення (для $a_i=0$) двійкового коду на i -тому вході.

Двійковий закон розподілення струмів у вітках матриці виконується за умови однаковості потенціалів обох її виходів. Це забезпечується підмиканням першого виходу до інвертувального входу допоміжного ОП, охопленого НЗЗ, а другого – до неінвертувального входу ОП і нульової точки схеми (як відомо з пп. 4.6.2, потенціали інвертувального і неінвертувального входів ОП, охопленого НЗЗ, за умови роботи у лінійному режимі, майже однакові).

Отже, матриця R-2R підмикається до ОП, утворюючи з ним інвертувальний підсилювач з програмованим коефіцієнтом підсилення. Його можна розглядати також як перетворювач струму, що надходить з виходу резисторної матриці, у напругу на виході ОП (див. пп. 4.6.4). У результаті, кожному значенню двійкового коду на цифрових входах ЦАП відповідає деяке значення напруги на виході ОП, оскільки, забезпечуючи різницю потенціалів між своїми входами близькою до нуля, ОП відводить через резистор зворотного зв'язку R_{33} сумарний струм, що надходить до виходу (1) ІМС. Цей струм складається зі струмів резисторів $2R$, підімкнених ключами до виходу (1) відповідно до значення двійкового коду і визначається розрядами $a_i=1$.

Слід зазначити, що за практичної реалізації подібних пристроїв, задля зменшення взаємних впливів, що можуть призводити до збоїв у роботі, так звані «цифрову землю» і «аналогову землю» (обидві відповідають нульовому потенціалу схеми) слід виконувати у вигляді окремих провідників.

Аналітичний вираз, що зв'язує значення напруги на виході ОП зі значенням двійкового коду на цифрових входах ЦАП, такий

$$U_{вих} = U_{on} R_{33} (2^{b-1} a_1 + 2^{b-2} a_2 + \dots + 2^{b-i} a_i + 2^0 a_b) / 2^b R, \quad (8.16)$$

де R_{33} – опір резистора зворотного зв'язку;

b – кількість розрядів перетворювача (у даному разі – 10), причому старшим є розряд з індексом b .

Значення вихідної напруги в кінцевій точці діапазону становить

$$U_{вих\ макс}^* = U_{on} R_{33} (1 - 2^{-b}) / R, \quad (8.17)$$

а найменше при усіх $a_i = 0$ – дорівнює нулеві.

Розрахунковий приріст вихідної напруги при зміні вхідного коду на одиницю молодшого розряду (крок квантування) складає

$$h = U_{on} R_{33} / 2^b R. \quad (8.18)$$

Реально найбільше значення вихідної напруги при значеннях усіх розрядів двійкового коду $a_i = 1$ становить

$$U_{вих\ макс} = \frac{U_{on}}{R_{33}} - h, \quad (8.19)$$

бо десятирозрядний ЦАП працює з числами, що у десятковій системі числення відповідають від 0 до 1023.

Для забезпечення стабільності роботи задають $R_{33} = R$, а сам резистор R_{33} розміщують на кристалі ІМС разом з матрицею R-2R.

Електричну принципову схему цифроаналогового перетворювача, виконаного на основі ІМС К572ПА1, наведено на рис. 8.17. Якщо задати $U_{on} = 10,24$ В, то отримаємо $U_{вих\ макс}^* = 10,24$ В, а $h = 10$ мВ за номінального значення вхідного струму матриці 1 мА (фактично – від 0,5 до 2 мА).

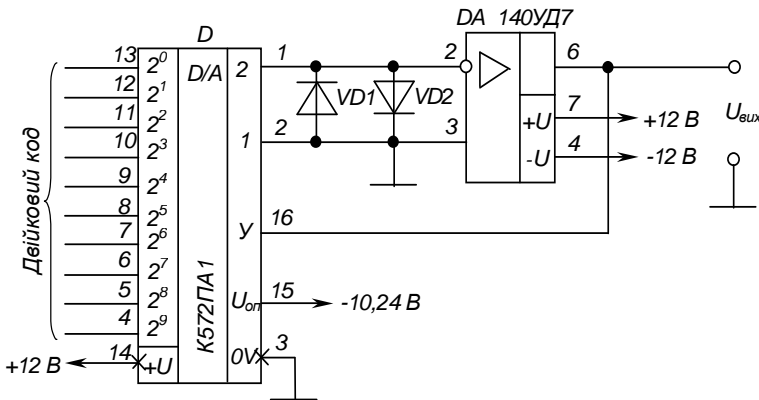


Рис. 8.17 – Цифроаналоговий перетворювач на основі ІМС К572ПА1

Точнісні показники перетворювача залежать від точності виконання співвідношень $R_{33}/R = 1$ та $R/2R = 0,5$ для усіх ланок матриці.

Якщо формулу (8.16) переписати, вважаючи

$$R_{33}/2^b R = k, \\ (2^{b-1} a_1 + 2^{b-2} a_2 + \dots + 2^{b-i} a_i + 2^0 a_b) = X,$$

отримаємо:

$$U_{\text{вих}} = kU_{\text{он}}X, \quad (8.20)$$

звідки видно, що даний ЦАП може бути використано також як помножувач аналогової величини $U_{\text{он}}$ (що може приймати значення від мінус 17 до +17 В) на двійкове число X .

Більш точними є **ЦАП на основі методу перерозподілу заряду**. Вони будуються на основі конденсаторної матриці з співвідношенням ємностей кратним 2^n .

Такий ЦАП має три етапи роботи.

На першому етапі ОП, що також входить до його складу, працює як повторювач, а усі конденсатори матриці підімкнено до вхідного контакту пристрою і накопичують заряд, пропорційний вхідній напрузі.

На другому етапі схема керування перемикає конденсатори від входу на нульовий провідник. Тепер на вхід ОП, що працює вже як нуль-орган, подається напруга, що дорівнює вхідній $U_{\text{вх}}$ але з протилежним знаком.

Ну і на третьому етапі розпочинається перерозподіл заряду, коли до джерела опорної напруги $U_{\text{он}}$ підмикається спочатку конденсатор старшого розряду матриці. На вході нуль-органу отримуємо напругу, що дорівнює $(0,5 U_{\text{он}} - U_{\text{вх}})$. Схема керування, залежно від того, змінився стан на виході нуль-органу чи ні, залишає конденсатор у попередньому стані або знову перемикає його на нульовий провідник. Надалі те ж саме робиться з іншими конденсаторами, доки напруга на вході нуль-органу не знизиться до нуля і зміниться стан на його виході. Тоді відношення сумарної ємності, підімкненої до нульового провідника, до ємності, що була підімкнена до $U_{\text{он}}$, буде еквівалентна відношенню $U_{\text{вх}}/U_{\text{он}}$.

Підвищена точність ЦАП забезпечується тим, що пристрій час від часу переводиться у режим самоналаштування. У цьому режимі до кожного з конденсаторів матриці підмикаються допоміжні конденсатори малої ємності доти, доки сумарна ємність не стане більшою за суму ємностей конденсаторів молодших розрядів на ємність конденсатора самого молодшого розряду. При цьому точність налаштування складає 0,25 ємності цього розряду.

8.7.2. АЦП

Світ, що нас оточує, є аналоговим. До аналогових належать процеси, що змінюються за законом безперервної функції. Так, звуки та зо-

браження надходять до наших органів відчуття у вигляді коливань – звукових або електромагнітних. Ці коливання сприймаються органами відчуттів (слух, зір) і у вигляді імпульсів передаються до мозку. Але інформація, що передається аналоговим способом, легко викривляється у тракті передачі та потребує величезних обсягів пам'яті при використанні в техніці. Спосіб «оцифровування» інформації спрощує процеси передачі і опрацювання інформації. Оцифровування – це процес перетворення аналогової інформації в цифрову. До цифрових належать процеси, що змінюються за законом дискретної функції – зазвичай, це двійковий цифровий код. Техніка, що працює з такою інформацією називається цифровою. Цифрова інформація легко контролюється, дає стабільну і регульовану якість опрацювання і представлення процесів. Вона потребує менших обсягів пам'яті для зберігання. Отже, для світу техніки цифрова інформація підходить набагато більше, ніж аналогова.

Процес оцифровування аналогової інформації проходить два основні етапи. На першому аналогова інформація розбивається на невеликі рівні частини. На другому етапі кожна частина аналізується і зашифровується спеціальними алгоритмами у коди з послідовності одиниць і нулів.

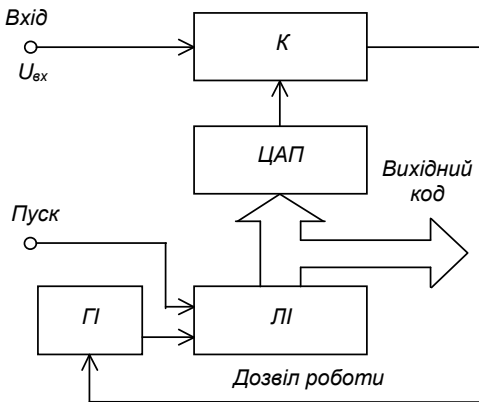


Рис. 8.18 – Структурна схема АЦП

АЦП може бути побудовано на основі ЦАП, лічильника імпульсів і компаратора. Спрощену структурну схему такого АЦП наведено на рис. 8.18.

Цикл перетворення аналогового сигналу, представленого як напруга $U_{вх}$, у двійковий код складається з таких операцій.

Напруга $U_{вх}$ подається на вхід пристрою – один з входів компаратора K . Сигнал з

виходу компаратора дозволяє роботу генератора імпульсів $ГІ$.

Сигнал $Пуск$ встановлює нульовий стан і дозволяє роботу лічильника імпульсів $ЛІ$, що починає заповнюватись імпульсами $ГІ$.

Код з виходу $ЛІ$ подається на цифрові входи $ЦАП$ (входи керування ключами). У результаті з виходу $ЦАП$ ступінчасто зростаюча напруга

надходить на другий вхід компаратора. Після досягнення цієї напругою значення U_{ex} компаратор забороняє роботу генератора, а на виході $Л$ маємо прямий паралельний двійковий код, що відповідає значенню U_{ex} .

Реально ж для збільшення швидкості перетворення застосовують більш складний алгоритм. До входів ЦАП замість лічильника підмикається регістр пам'яті. Після пуску схема керування встановлює регістр у стан, якому відповідає одиниця у старшому розряді і нулі у всіх інших. При цьому на виході ЦАП формується напруга, що дорівнює половині діапазону перетворення. Якщо вона менша за U_{ex} , то в старший розряд регістра записується нуль, а у другий за старшинством одиниця. Це відповідає напрузі на виході ЦАП, рівній половині попередньої. У разі перевищення U_{ex} цієї напруги одиниця встановлюється у третьому за старшинством розряді і вихідна напруга ЦАП збільшується у 1,5 рази. Описана процедура повторюється доти, доки на виході ЦАП не сформується напруга, що відрізняється від U_{ex} не більш ніж на ту, що відповідає одиниці молодшого розряду ЦАП.

Перетворювачі, що працюють за таким алгоритмом, називають **АЦП послідовного наближення**.

На рис. 8.19 наведено умовне позначення ІМС **функціонально закінченого** (такого, що не вимагає використання допоміжних елементів) **АЦП послідовного наближення** К1113ПВ1. Він призначений для роботи з мікропроцесорними пристроями і є сумісним з мікропроцесорами, що працюють з ТТЛ-рівнями сигналів. Його вихідні вузли мають три стани: два логічних (0 та 1) і третій – стан високого імпедансу – стан відімкнення, що забезпечує просте спраження з шиною даних мікропроцесора.

Режим роботи АЦП у мікропроцесорній системі визначається сигналами керування від мікропроцесора.

При надходженні на вхід гасіння і перетворення B/\bar{C} логічного нуля, АЦП починає цикл перетворення вхідної напруги U_{ex} у двійковий код.

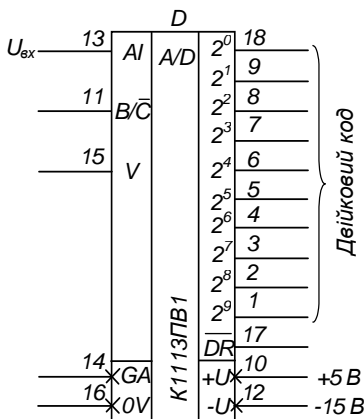


Рис. 8.19 – ІМС АЦП К1113ПВ1

Після завершення перетворення на виході готовності даних \overline{DR} з'являється сигнал логічної 1, що є запитом для мікропроцесора на прийом коду. У вихідному стані і стані перетворення на цьому виході утримується сигнал 1.

Після прийому коду мікропроцесор подає на вхід B/\overline{C} сигнал логічної 1, що встановлює АЦП у вихідний стан, після чого він готовий до нового циклу перетворення.

Цей АЦП може обробляти вхідну інформацію у вигляді однополярної напруги до 10,24 В, або двополярної $\pm 5,12$ В. У однополярному режимі на вхід керування зсувом нуля V треба подати сигнал логічного 0, а у двополярному – залишити його вільним.

Точності перетворення $\pm 1/2$ одиниці молодшого розряду цифрового коду досягають вмиканням між виводом «аналогової землі» GA і корпусом OV резистора опором від 5 до 50 Ом (використовують резистор змінного опору).

Насамкінець слід зазначити, що елементарним пристроєм перетворення аналогової величини у дискретну є компаратор, який фіксує факт перевищення однієї напруги іншою і може мати на виході сигнали, що відповідають логічним 0 або 1. При цьому найбільш швидкодіючим є побудований на основі лінійки компараторів **АЦП паралельного кодування**. Напруга $U_{\text{вх}}$ тут подається на перші входи всіх компараторів одразу. На другі їхні входи подається напруга з дільника, що складається з резисторів одного номіналу. Таким чином значення напруги, з яким відбувається порівняння $U_{\text{вх}}$ двома сусідніми компараторами, відрізняється на напругу, що відповідає молодшому розряду. Схема шифрування формує вихідний код, який відповідає старшому компаратору з тих, що спрацювали. Цей код записується в вихідний регістр пам'яті. Але апаратні затрати цього методу надзвичайно великі. Так для восьмирозрядного АЦП потрібно 255 компараторів і біля $3 \cdot 10^4$ активних компонентів (транзисторів).

8.8. Мультивібратори і одновібратори на логічних елементах і тригерах

При побудові цифрових мікроелектронних пристроїв необхідні генератори імпульсів часто будують на таких же ІМС, що і весь пристрій

у цілому: на логічних елементах або тригерах. При цьому є велика кількість схемних рішень. Наведемо деякі з них.

Оскільки для забезпечення генерації треба мати коефіцієнт підсилення відповідного пристрою, більший за одиницю, і фазовий зсув вхідного сигналу на 360 електричних градусів, то мультивібратор може бути побудовано на двох логічних елементах з інверсією (НІ) на виході.

На рис. 8.20 наведено одну з найпростіших схем мультивібратора, виконаного на елементах К-МОН-логіки.

До цього часу наголошувалось, що у логічного елемента, залежно від комбінації вхідних сигналів (що являють собою 0 або 1) отримуємо певне значення сигналу на виході (також 0 або 1).

Виникає питання, при повільній зміні вхідного сигналу від низького рівня напруги до високого – від 0 до 1 (або навпаки), коли саме логічний елемент перестає сприймати вхідний сигнал

як 0 і починає сприймати його як 1? Яке значення **напруги порогу перемикавання** $U_{пор}$ він має? Це залежить від типу елементної бази, на якій виконано елемент. Так, наприклад, для елементів К-МОН-логіки поріг перемикавання становить приблизно половину напруги джерела живлення.

З урахуванням цього робота схеми, наведеної на рис. 8.20, полягає в заряді конденсатора C по колу: вихід елемента $DD1$, R_2 , C , вихід елемента $DD2$ – коли на вході $DD1$ маємо 1 (а на виході $DD2$, як наслідок, 0), і наступного розряду по колу: вихід $DD2$, C , R_2 , вихід $DD1$ – коли на виході $DD1$ маємо 0 (на виході $DD2$ – 1). Зміна сигналу на виході $DD1$ відбувається з 0 на 1, якщо рівень напруги на резисторі R_2 досягає значення $U_{пор}$ і з 1 в 0 – якщо рівень напруги на R_2 знижується до $U_{пор}$. Значення напруги на R_2 визначається струмом заряду або розряду C (див. пп. 5.2: інтегрувальний ланцюжок).

У результаті на виході пристрою маємо прямокутні імпульси з періодом надходження

$$T \approx 1,4R_2C. \quad (8.21)$$

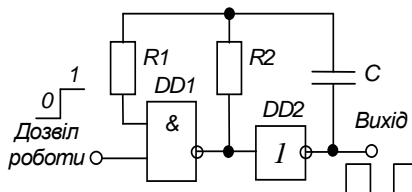


Рис. 8.20 – Мультивібратор на логічних елементах

Резистор R_I обмежує струм розряду конденсатора C через внутрішні входні діодні захисні ланцюги елемента $DD1$ при вимиканні живлення.

Якщо у якості $DD1$ маємо двовходовий елемент І-НІ (а не просто інвертор), то другий його вхід можна використати для дозволу (1) або заборони (0) роботи мультивібратора.

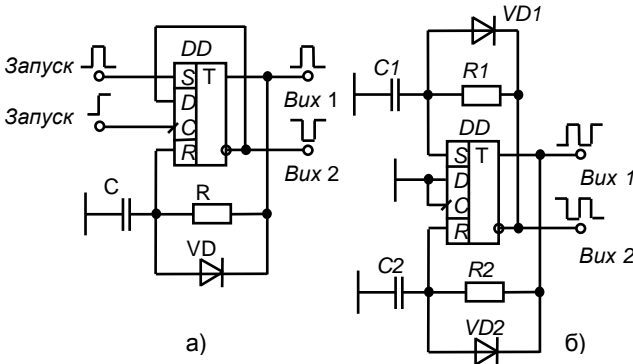


Рис. 8.21 – Одновібратор (а) та мультивібратор (б) на RSD-тригері

На рис. 8.21,а наведено схему одновібратора, побудованого на основі комбінованого К-МОН RSD-тригера. Тригер, як відомо, є, наприклад, двокаскадним підсилювачем із ПЗЗ або,

як у даному випадку, побудований на логічних елементах.

Часозадаючий RC-ланцюжок підімкнено до прямого виходу (*Bux 1*) тригера. Напруга з конденсатора C подається на вхід встановлення тригера у нульовий стан R .

Можливі два способи запуску цього одновібратора.

Перший – подачею імпульсу запуску на асинхронний вхід S . При цьому тривалість імпульсу повинна бути меншою за тривалість генерованого ($t_{зан} < t_i$).

Другий – подачею імпульсу будь-якої тривалості на вхід синхронізації C (тригер реагує тільки на передній фронт імпульсу). На вхід S при цьому необхідно подати 0.

У вихідному стані на прямому виході маємо 0. Конденсатор розряджений.

Після подачі імпульсу запуску, тригер переходить в одиничний стан (залежно від виду запуску: як асинхронний RS-тригер або як синхронний D-тригер, на D-вході якого зафіксовано 1, що подається з інверсного виходу тригера – *Bux 2*). На прямому виході отримуємо 1.

Тепер конденсатор почне заряджатися і, коли напруга на ньому, а значить, і на вході R , досягне значення порогу перемикавання, тригер повернеться в нульовий стан, а конденсатор швидко розрядиться через діод VD .

У результаті, на виходах тригера (прямому – *Вих 1* і інверсному – *Вих 2*) ми отримали імпульс, тривалість якого

$$t_i \approx 0,7RC, \quad (8.22)$$

а одновібратор готовий до повторного запуску.

На такому ж тригері можна побудувати і автоколивальний мульти-вібратор, як показано на рис. 8.21,б. Бачимо, що тут до тригера підімкнено два часозадаючі ланцюги. Його робота зрозуміла з пояснень роботи одновібратора, а період генерованих імпульсів становить

$$T_i \approx 0,7(R_1C_1 + R_2C_2). \quad (8.23)$$

За використання мультивібраторів у якості тактових для керуючих пристроїв або у годинниках важлива стабільність частоти генерованих імпульсів. Забезпечують це, застосовуючи у часозадаючих ланцюгах кварцеві резонатори.

Принцип дії кварцевого резонатора базується на п'єзоелектричному ефекті: резонатор є електромеханічною коливальною системою. Він являє собою пластинку, вирізану з кристала кварцу під певним кутом до кристалічних ґраток. Це визначає його електромеханічні властивості – прикладення напруги до одної з осей пластинки призводить до зміни геометричних розмірів по другій. І навпаки, зміна розмірів – до виникнення напруги. На пластинку наносять металізовані шари контактів і вона поміщається у герметичний корпус. Резонансна частота такої електромеханічної коливальної системи надзвичайно стабільна з-за малої залежності геометричних розмірів кристала кварцу від дестабілізуючих факторів, перш за все, від температури. По суті кварцевий резонатор є аналогом резонансного LC-контур, але значно перевищує його за стабільністю – у тисячі разів більш стабільний ніж контури на дискретних LC-елементах (відповідно, добротність складає 105...106 і 10...100, і якщо зміна температури на 15° у LC-контурі викликає зміну частоти, наприклад, на 1 %, то у кварцевого резонатора – на тисячні долі процента).

Схему найпростішого **мультивібратора** на логічному елементі (інверторі) з **кварцевим резонатором** наведено на рис. 8.22. Змінюючи

ємність конденсатора C_2 , можна дещо коригувати частоту коливань без впливу на їхню стабільність.

8.9. ІМС таймера K1006ВІ1 (555)

Для побудови генераторів імпульсів використовують також спеціалізовані ІМС. Одна з них – це ІМС **таймера** універсального призначення K1006ВІ1 (міжнародний код 555). Його умовне позначення наведено на рис. 8.23, а схему – на рис. 8.24. До складу ІМС входять два операційних підсилювачі, тригер, комбінаційна логічна схема, два транзистори (один з яких досить потужний) і вихідний підсилювач.

Таймер дозволяє будувати одно-вібратори з тривалістю імпульсів від десяти мікросекунд до однієї години і мультивібратори з частотою імпульсів до 500 кілогерц при точності 1 %. При цьому напруга живлення може задаватися в межах від 4,5 до 18 вольт, а струм навантаження сягає 100 міліампер (200 міліампер у ІМС 555).

Схеми одновібратора і мультивібратора, побудованих на ІМС K1006ВІ1, наведено на рис. 8.25 і 8.26 відповідно.

У цих пристроях ємність конденсатора можна задавати більшою за 100 пікофарад, а опори резисторів – від 1 кілоому до 10 мегаом (для забезпечення працездатності ІМС і виключення впливу паразитних ємностей і опорів на параметри генерованих імпульсів).

Тривалість імпульсу одновібратора становить

$$t_i \approx 1,1RC, \quad (8.24)$$

а період генерованих мультивібратором імпульсів:

– без діода

$$T \approx 0,7(R_2 + 2R_1)C; \quad (8.25)$$

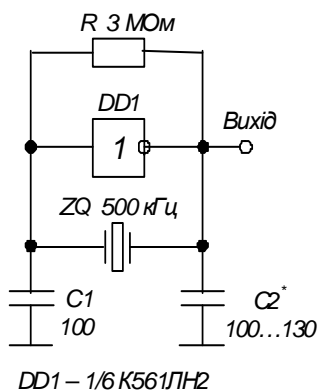


Рис. 8.22 – Мультивібратор з кварцовим резонатором

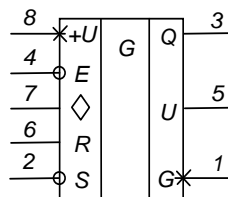


Рис. 8.23 – Умовне позначення таймера K1006ВІ1

– з діодом

$$T \approx 0,7(R_2 + R_1)C. \quad (8.26)$$

Змінюючи співвідношення опорів R_1 і R_2 , можна змінювати шпаруватість послідовності генерованих імпульсів

$$Q = \frac{R_1 + R_2}{2R_1 + R_2}. \quad (8.27)$$

ІМС таймера 555 знайшла якнайширше використання при побудові імпульсних пристроїв. У США якимось навіть оголошувався конкурс: хто запропонує більше варіантів застосування цієї ІМС.

8.10. Мікропроцесорні пристрої

8.10.1. Загальні положення. Дещо з історії процесорів

Із розвитком технології і схемотехніки ІМС виникла можливість створення на одному кристалі цілого електронного пристрою, наприклад, радіоприймача, вимірювального приладу чи пристрою керування. Але, зрозуміло, що при цьому ІМС (ВІМС) стають вузькоспеціалізованими. І якщо у випадку застосування пристроїв масового призначення, що продукуються десятками тисяч, (радіоприймач, вимірювальний прилад) з цим можна змиритися, то з пристроями керування виникають великі проблеми.

Перш за все, **алгоритм** (послідовність виконання дій, що веде до успіху) керування часто є індивідуальним (наприклад, для кожного з автоматичних маніпуляторів, що працюють на складальному конвеєрі з виробництва автомобілів). Крім того, у процесі експлуатації технологічного устаткування часто виникає необхідність у заміні всього алгоритму керування або його частин (добавлення або вилучення операцій, зміна послідовності їхнього виконання). Застосування спеціалізованих ВІМС у такому разі з економічної точки зору недоцільне.

Але й побудова пристроїв керування на основі універсальних ІМС середнього ступеня інтеграції, хоча це й менше коштує, теж не є вдалим виходом, бо зміни алгоритму при цьому ведуть до зміни електричної схеми пристрою керування (повністю або у деяких її частинах).

До речі, пристрої керування з незмінним алгоритмом називають пристроями з **жорсткою логікою**.

Усунути протиріччя між ступенем складності ВІМС і можливістю її універсального використання вдалося за рахунок застосування програмування виконуваних функцій (у найпростішому випадку це, наприклад, програмування коефіцієнта перерахунку лічильника імпульсів). Зараз основним типом програмованих ВІМС, що мають найбільшу інформаційну потужність, є мікропроцесор.

Мікропроцесор (МП) – це програмно керований пристрій опрацювання цифрової інформації, виконаний у вигляді однієї (рідше декількох) ВІМС. Функції МП аналогічні до функцій центрального процесора цифрової ЕОМ. Його можна вважати одним з найбільших досягнень сучасної мікроелектроніки.

Тут слід зазначити, що спроби автоматизувати обчислювальні роботи робились дуже здавна і займалися цим найвидатніші мислителі і дослідники. Але рівень техніки і технології не давав змоги створити відповідні пристрої. Лише з середніх віків починаються зрушення у цій справі.

Так у 1642 році фізик Б. Паскаль побудував механічну машину, що виконувала операції додавання та віднімання (надалі було застосовано до п'ятдесяти таких машин). Подібні пристрої розробляли німецький математик Г.В. Лейбніц і російський математик П. Л. Чебишев (орієнтовані на розв'язання рівнянь вищої математики), а пізніше російський інженер В. Т. Орднер. «Колесо Орднера» стало основою арифмометрів. Далі були електромеханічні пристрої – на електромагнітних реле – та, нарешті, електронні – спочатку на лампах, а потім на транзисторах та ІМС.

Найбільш близьким прообразом сучасних цифрових ЕОМ є механічна «аналітична машина» англійського математика Ч. Беббіджа, запропонована ним у 1833 році і пізніше реалізована його сином (додавання двох чисел тривало 2 секунди, а множення – хвилини). У цій машині вперше було запропоновано і реалізовано ідею **процесора**, що по чергово виконує у заданій послідовності наперед задані математичні операції над числами. **Структура процесора** Ч. Беббіджа, наведена на рис. 8.27, не зазнала суттєвих змін і до сьогодні.

Арифметико-логічний пристрій (АЛП) тут виконує арифметичні або логічні дії над числами (кодами) у порядку, що задається **пристроєм керування (ПК)** згідно з **програмою**, яка вводиться до нього (наприклад, з перфоративної стрічки).

Практичне застосування процесора можливе за наявності **пристрою вводу і виводу** чисел ПБВ і **запам'ятовувального пристрою** (ЗП), необхідних для вводу вихідних даних, виводу результатів та збереження проміжних результатів.

Повну механічну обчислювальну машину, що мала процесор, ПБВ і ЗП, побудовано 1936 року у Німеччині під керівництвом К. Цузе. Тоді ж з'являється й перша алгоритмічна мова для написання програм для цієї машини. З цього часу розпочинається стрімкий розвиток процесорів як основної ланки обчислювальної машини.

У 1938 р. під керівництвом К. Цузе створено процесор на електромагнітних реле, що збільшило швидкість виконання операцій у десятки разів.

1946 року у США побудовано першу електронну обчислювальну машину ENIAC, що містила 18000 електронних ламп (додавання і віднімання тривало 200 мікросекунд, а множення 2800 мікросекунд).

Одну з перших радянських ЕОМ, призначену для серійного виробництва, «Стрела», було створено у 1953 році. Вона містила 6000 ламп, споживала потужність 150 кВА і розміщувалася у приміщенні площею 300 м²: уніфіковані її комірки (логічні елементи, тригери та ін.) містилися у 6 вертикальних стійках висотою 2,5 метри та у пульті оператора. Вона виконувала 2000 операцій за секунду. Її постійно обслуговували 5-7 техніків.

Вже у 1955 році з'являються транзисторні процесори, а з початку 60-х років – виконані на ІМС середнього ступеня інтеграції (процесор виконувався десь на п'ятдесяті ІМС).

Для появи мікропроцесора (процесора у мікровиконанні – у вигляді ІМС) необхідна була не тільки технологічна база, що вже з'явилася на кінець 60-х років, а й усвідомлення, розуміння того, що програмно керована логіка більш ефективна і простіша у виконанні при реалізації складних функцій, ніж схеми з жорсткою логікою.

Так, 1969 р. співробітник фірми INTEL (США) М. Хофф отримав

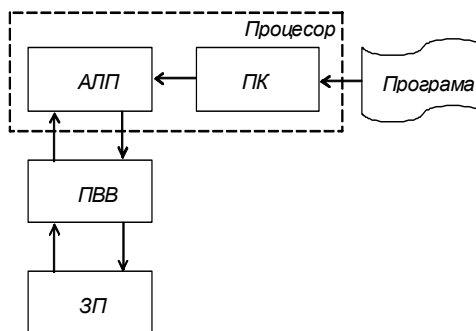


Рис. 8.27 – Структура процесора

пропозицію від однієї з японських фірм розробити комплект ІМС для виконання усіх математичних дій і розрахунку усіх стандартних функцій універсальним калькулятором BUSICOM. Передбачалося створення дванадцяти ІМС на 2000 транзисторів кожна, що мали б виконувати відповідні групи з задуманих функцій. Однак М. Хофф запропонував використати лише одну універсальну ІМС з програмним керуванням, що виконувала б усі задані функції, а за необхідності – й інші.

Єдиним недоліком було збільшення часу обчислень, що незворотне за програмної реалізації (порівняно з жорсткою логікою). Але для калькулятора це було несуттєво: збільшення тривалості обчислень з десятків мікросекунд до десятків мілісекунд користувачем не помічалось.

Отже, у 1971 році фірма INTEL створила мікропроцесор INTEL 4004, що виконував операції з чотирирозрядними двійковими числами, вмщував 2250 транзисторів та мав тактову частоту 108 кГц.

З'явившись у мікрокалькуляторах, мікропроцесори (**програмна логіка**) стали застосовуватись у найрізноманітніших обчислювальних і керуючих пристроях, витісняючи схеми з жорсткою логікою.

8.10.2. Особливості роботи і використання мікропроцесорів. Двійкова система числення. Структура мікропроцесорної системи

Особливістю сучасних процесорів є те, що вони працюють з числами, представленими не у **десятковій**, а у **двійковій системі числення**: число представляється не як сума ступенів числа 10, помножених на відповідні числа від 0 до 9

$$N_{10} = a_1 \cdot 10^0 + a_2 \cdot 10^1 + a_3 \cdot 10^2 + \dots + a_{n+1} \cdot 10^n, \quad (8.28)$$

де $a_i = \{0;1;2;3;\dots;9\}$,

а як сума ступенів числа 2, помножених на 0 або 1

$$N_2 = a_1 \cdot 2^0 + a_2 \cdot 2^1 + a_3 \cdot 2^2 + \dots + a_{n+1} \cdot 2^n, \quad (8.29)$$

де $a_i = \{0;1\}$.

У результаті основою такого процесора є двостабільний (такий, що має два стани), а не десятистабільний елемент.

Прикладом двостабільного елемента, призначеного для запам'ятовування інформації є тригер, а десятистабільного – може бути двійково-десятковий лічильник. Двійково-десятковий лічильник, що

має 10 станів, побудовано на чотирьох тригерах. В той же час на чотирьох тригерах може бути побудовано пристрій (наприклад, також лічильник або регістр), що має 16 станів. Звідси видно, чому за основу взято двійкову систему числення. Її застосування при побудові цифрових електронних засобів з опрацювання інформації дає змогу уникнути зниження їхніх потенційних можливостей більш ніж на третину. Отже, двійкова система при технічній реалізації є більш економною з точки зору апаратних затрат.

У 1946 році ВМС США замовили двом університетам – Гарвардському і Принстонському – розробку цифрової обчислювальної машини для систем керування артилерією лінкорів. Гарвардська структура мала два пристрої пам'яті: програм і даних. Це забезпечувало високу швидкодію, але вимагало використання двох трактів передачі інформації. Оскільки такі машини тоді будували на електронновакуумних лампах, то введення до їхнього складу будь-якого вузла призводило до значного збільшення габаритів і зменшення надійності всієї системи. Отже, перемогла принстонська структура – структура фон Неймана, за якої дані і програма зберігаються в одному і тому ж ЗП і для обміну даними між АЛП й ЗП та між ПК й ЗП використовуються однакові процедури. Після звернення МП до ЗП перший код вважається кодом команди, а наступні – адресами, даними чи командами у контексті виконання першої команди. Структуру фон Неймана застосовують при побудові і сучасних універсальних процесорів. Але зараз, особливо в мікроконтролерах, про які піде мова дещо пізніше, застосовують і гарвардську структуру, що значно підвищує їхню швидкодію. А надійність систем визначається дуже високою надійністю ВМС – надійність мікросхеми значно вища за надійність навіть однієї лампи.

На основі МП виконуються **мікропроцесорні пристрої** (МПП), перш за все мікро-ЕОМ – пристрої, що містять МП, запам'ятовувальні пристрої, органи керування і засоби зв'язку з зовнішніми пристроями – інтерфейс.

Інтерфейс (англ. *interface* – засіб спряження, сполучення) є сукупністю уніфікованих технічних і програмних засобів, необхідних для підключення зовнішніх пристроїв. Він забезпечує перетворення сигналів МП у сигнали, що сприймаються зовнішніми пристроями і навпаки, підсилення сигналів та становить собою апаратні засоби і набір програм передачі даних (уніфікований протокол обміну інформацією).

Якщо мікро-ЕОМ призначена для керування деяким об'єктом, то

вона доповнюється засобами сполучення (узгодження) з об'єктом (датчики, аналого-цифрові і цифро-аналогові перетворювачі, виконавчі пристрої і т.п.). Сукупність микро-ЕОМ і засобів сполучення називають **мікропроцесорною системою**. Структуру такої системи приведено на рис. 8.28.

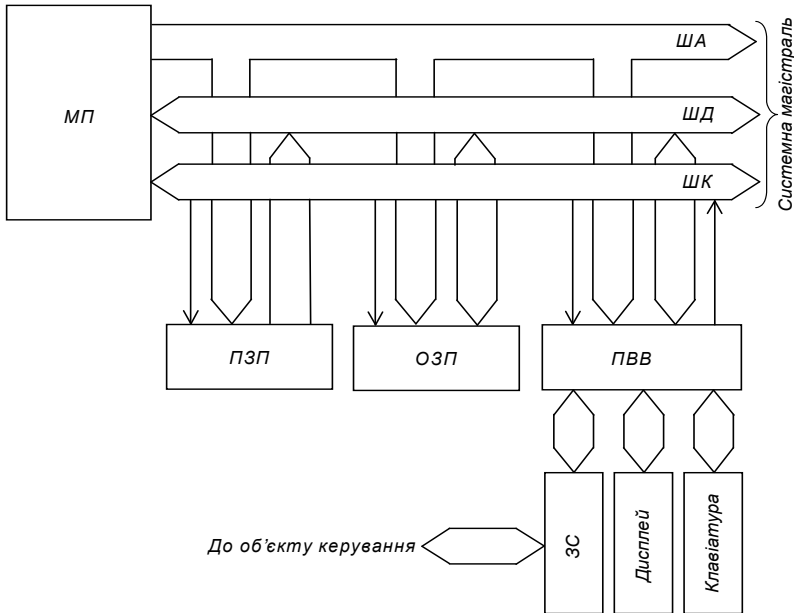


Рис. 8.28 – Мікропроцесорна система

МП є мозком МПП, у якому відбувається опрацювання інформації (команд і даних), що представляються у двійковому коді.

МП може виконувати дуже складні завдання з обчислень і керування, уміючи виконувати лише елементарні логічні й арифметичні операції, операції пересилання даних, порівняння двох чисел і деякі інші, за рахунок багаторазового їхнього повторення відповідно до заданої користувачем програми (визначеної послідовності команд).

Для забезпечення виконання операцій МП містить пристрої вибірки інформації з пам'яті і її дешифрування, арифметико-логічний пристрій, що є сукупністю схем, що реалізують арифметичні і логічні операції над даними, пристрій керування, який забезпечує виконання операцій МП, різні регістри для тимчасового зберігання (надоперативний

ЗП) і перетворення даних і команд, тактовий генератор, що задає темп роботи МП.

Для зберігання інформації є два види ЗП: **постійний запам'ятовувальний пристрій** (ПЗП) та **оперативний запам'ятовувальний пристрій** (ОЗП).

ПЗП призначений для зберігання інформації, що заноситься в нього при виготовленні МПП і зберігається при відключенні живлення. Завдяки цьому МПП після вмикання знає, як підготувати себе до роботи і що потрібно робити при одержанні тих чи інших зовнішніх команд і дій. ПЗП може працювати тільки у режимі видачі інформації. Вміст ПЗП можна змінити заміною його ІМС на інші з новим набором програм або перепрограмуванням ІМС, якщо вони це допускають.

ОЗП призначений для тимчасового зберігання даних і програм користувача, проміжних результатів роботи і працює як у режимі запису, так і у режимі видачі інформації. Якщо інформацію, що міститься в ОЗП, необхідно зберегти довгостроково, то її треба записати у зовнішній пристрій пам'яті.

ПВВ забезпечує зв'язок МП із зовнішніми пристроями – дисплеєм, клавіатурою (засоби сполучення з оператором) та **засобами сполучення** (ЗС) з керованим об'єктом – датчики, виконавчі пристрої, АЦП, ЦАП – і т.п.

Зв'язок між розглянутими модулями МПП здійснюється на основі **магістральної схеми**. Відповідно до неї всі модулі підключені до **системної магістралі**, що складається із **шини адреси** (ША), **шини даних** (ШД) і **шини керування** (ШК). Кожна із шин являє собою набір з деякого числа провідників – ліній.

По ША МП повідомляє, з яким з модулів чи з якою коміркою пам'яті (вказується їхній код – адреса) він буде працювати у даний момент часу.

Розрядність ША (число провідників) визначає число модулів, з яким може взаємодіяти МП. Зазвичай вона складає 16 (число модулів до 2^{16} – комірок пам'яті ПЗП чи ОЗП, модулів вводу, виводу і т. ін.).

По ШК повідомляється характер взаємодії: введення даних чи їхній вивід (запис чи читання).

По ШД дані надходять у процесор і виводяться із нього, тобто ШД двонаправлена. У кожний конкретний момент часу ШД використовується тільки для вводу або тільки для виводу.

Оскільки до ШД приєднано всі модулі одночасно, то, щоб виключити їхній взаємний вплив, підмикання до провідників шини виконується за допомогою елементів, що мають три стани: **два – 1; 0 (логічні) і третій – стан відключення від шини (нелогічний)**. МП вибирає один модуль для виводу даних на ШД, задаючи його адресу на ША. Виходи інших модулів при цьому знаходяться у третьому стані – відімкнені від ШД.

Розрядність ШД визначає розрядність двійкових даних (розрядність слова даних), з якими може оперувати МП. Зазвичай ШД має 4, 8, 16 або 32 розряди: МП опрацьовує двійкові числа (слова) з 4, 8, 16 або 32 розрядів – біт (8 біт складають байт, $2^{10} = 1024$ біт – кілобайт).

Типовий МП зазвичай виконують у вигляді ВІМС, що має до 40 електричних виводів. Так у восьмирозрядного МП: 8 виводів забезпечують підмикання до ШД, 16 – до ША, 5-7 – до тактового генератора і джерела живлення, решта – до ШК. Є й мікро-ЕОМ у вигляді ВІМС. Їх називають однокристальними.

8.10.3. Структура мікропроцесора

Структурну схему МП наведено на рис. 8.29.

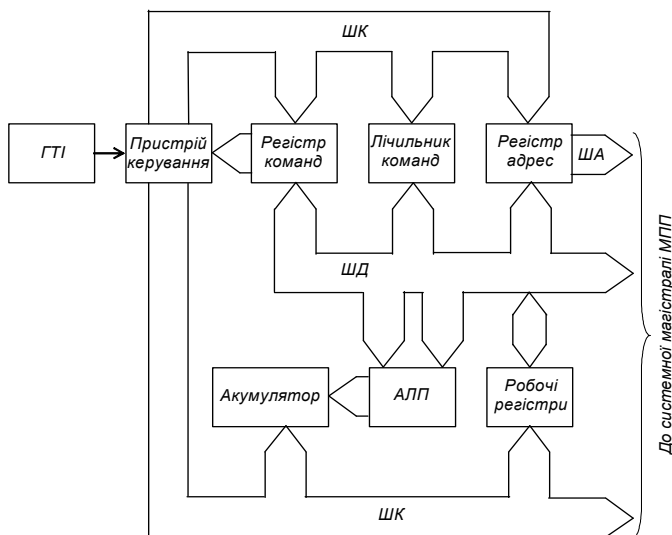


Рис. 8.29 – Структура мікропроцесора

МП містить три основні пристрої: арифметико-логічний пристрій (АЛП), регістр даних (РД) і пристрій керування (ПК). Ці та інші пристрої, що приймають участь у пересиланні даних, з'єднано шинами внутрішньої магістралі: ША, ШД і ШК.

Синхронізує і задає темп роботи (швидкодію) МП **генератор тактових імпульсів** (ГТІ).

АЛП є комбінаційним пристроєм, у якому відбувається виконання арифметичних і логічних операцій над даними.

Регістри забезпечують виконання функцій МП за рахунок зберігання кодів даних, адрес, команд та ін.

Акумулятор є основним регістром МП при діях з даними. Більшість арифметичних і логічних операцій з двома словами даних здійснюється з використанням АЛП і акумулятора.

У **регістрі стану** (ознак або прапорців) зберігаються ознаки результату побіжної операції АЛУ (нульовий, додатний, негативний та ін.). Ці ознаки використовуються при виконанні наступних команд, наприклад, для розгалуження програми.

Лічильник команд зберігає номер команди, що виконується, і тієї, що буде виконуватись наступною. Перед початком виконання програми до нього заноситься адреса її першої команди.

Регістр адреси пам'яті містить адресу пам'яті, що буде використана МП у наступному такті роботи. Його виходом є ША.

Регістр команд зберігає код команди, що виконується у даний момент.

Робочі регістри є внутрішньою надоперативною пам'яттю МП і застосовуються для проміжного зберігання кодів даних і адрес, забезпечуючи підвищення швидкодії.

Підключення внутрішньої магістралі МП до системної магістралі МПУ відбувається через **буферні регістри інтерфейсу** і **вихідні підсилювачі**.

Пристрій керування узгоджує роботу всіх вузлів МП.

8.10.4. Запам'ятовувальні пристрої. Загальні відомості

Запам'ятовувальні пристрої (ЗП) забезпечують зберігання програми роботи, вихідних даних і результатів опрацювання, обмін інформацією між окремими частинами мікропроцесорної системи. Будуються вони на напівпровідникових ІМС. Мікросхеми пам'яті склада-

ють біля 40 % у загальному обсязі випуску ІМС. Також ЗП входять до складу ВІМС: мікропроцесорів, мікроконтролерів та ін.

Максимально можливий обсяг інформації ЗП визначається його **інформаційною ємністю** в бітах (**біт** – мінімальний обсяг цифрової інформації, може приймати значення 0 або 1) або **словах (байтах)**, що складаються з декількох біт, наприклад, з чотирьох або восьми). Біт зберігається у **запам'ятовувальному елементі (ЗЕ)**, а слово – у **запам'ятовувальній комірці**, що є групою ЗЕ, до яких можливе лише одноразове звернення.

Інформаційна ємність вимірюється, наприклад, в кілобітах ($1 \text{ Кбіт} = 2^{10} = 1024 \text{ біт}$), кілобайтах ($1 \text{ Кбайт} = 2^{10} = 1024 \text{ байт}$), або в мегабітах ($1 \text{ Мбіт} = 2^{20} = 1048576 \text{ біт}$), мегабайтах ($1 \text{ Мбайт} = 2^{20} = 1048576 \text{ байт}$) і т.п.

Організація ЗП визначає, скільки слів і якої розрядності він зберігає. Так, наприклад, при ємності 512 біт може зберігатися 64 восьмирозрядних слова, або 128 чотирирозрядних.

Швидкодія ЗП оцінюється часом зчитування і запису.

Цифрові обчислювальні пристрої мають шинну структуру, за якої звертання до комірки ЗП відбувається за номером, що називається **адресою**.

8.10.5. Запам'ятовувальні пристрої для зберігання оперативної інформації (ОЗП)

Такі ЗП **RAM -типу** (Random Acces Memory – ОЗП) поділяються на статичні і динамічні.

У **статичних ЗП – SRAM** (Static RAM) – як ЗЕ використовуються тригери з ланцюгами установки і встановлення нуля. При К-МОН-технології тригер складається з шести транзисторів. Тому такі ЗП досить дорогі і займають багато місця на кристалі, але мають велику швидкодію.

В **динамічних ЗП – DRAM** (Dynamic RAM) – дані зберігаються у вигляді зарядів ємностей МОН-структур. Основою ЗЕ тут є просто конденсатор невеликої ємності. Такий ЗЕ значно простіший за тригетний, що дозволяє розмістити на кристалі значно більше ЗЕ. Оскільки конденсатор з часом втрачає свій заряд, то зберігання даних вимагає їхньої періодичної регенерації (через кожні декілька мікросекунд) за

допомогою спеціальних підсилювачів-регенераторів. Зараз ємність динамічних ЗП становить до 128 Мбіт, у стані розробки ЗП на 256 Мбіт (з кількістю транзисторів на кристалі до 300 мільйонів. Динамічні ЗП у 4-5 разів дешевші ніж статичні, та у стількижразів мають більшу інформаційну ємність.

Обидва ці типи пам'яті є **енергозалежними** – при вимкненні джерела живлення ІМС інформація безповоротно губиться.

8.10.6. Запам'ятовувальні пристрої для зберігання постійної інформації (ПЗП)

Є декілька типів ЗП для зберігання постійної інформації – **ROM-типу** (Read On Memory – ПЗП). Як ЗЕ в них використовують перемички, діоди, біполярні і МОН-транзистори.

У **маскові ЗП типу ROM(M)** інформація записується при виготовленні ІМС за допомогою спеціального шаблону – маски. Матриця діодного ЗП такого типу є координатною сіткою з горизонтальних ліній вибірки слів і вертикальних ліній зчитування. Код слова визначається наявністю діода (що відповідає одиниці) або його відсутності (відповідає нулю) у вузлах координатної сітки.

Такі ЗП компактні і дешеві. Їх застосовують для зберігання інформації масового призначення – кодів літер і цифр, таблиць типових функцій, стандартного програмного забезпечення і т.п. Користувач не може змінити інформацію, що зберігається.

Мікросхеми ЗП типу PROM (Programmable ROM – програмовані ПЗП) програмують одноразово видаленням або створенням перемичок у вузлах координатної сітки. У вихідній заготовці наявні (або відсутні) всі перемички. При програмуванні користувачем за допомогою спеціального програмуючого пристрою залишаються (або видаляються) тільки необхідні. Перемички можуть бути або плавкими елементами, увімкненими послідовно з діодом, або двома зустрічно увімкненими діодами, один з яких пробивається при програмуванні.

ЗП типу EPROM дозволяють не тільки записувати в них інформацію, а й стирати її та замінювати на нову – вони є **репрограмовуваними**. Як ЗЕ в них використано **транзистори ЛІЗМОН-типу** (МОН-транзистори з лавинною інжекцією заряду). Такі транзистори мають так званий плаваючий затвор – обмежену з усіх боків діелектриком

провідну зону. Введений у неї як у пастку в результаті лавинного пробою під дією імпульсу напруги у 20-25 В заряд зберігається дуже тривалий час. Цей заряд забезпечує закритий стан транзистора. Стирання інформації відбувається під дією ультрафіолетового опромінення, для чого корпус ІМС має спеціальне прозоре віконце. Виникнення фото- і теплових струмів дозволяє заряду покинути плаваючий затвор. Стирання триває декілька хвилин, одразу стирається вся інформація. Опромінення веде до змін властивостей матеріалів транзисторів, тому число циклів перепрограмування складає 10-100.

Новітні **ЗП типу EEPROM** також є репрограмовуваними. Їхньою основою є МНОН-транзистори, що, на відміну від звичайних МОН-транзисторів мають двошаровий підзатворний діелектрик – окрім тонкого шару SiO_2 є ще більш товстий шар нітриду кремнію Si_3N_4 (звідси літера Н в аббревіатурі). Під дією електричного поля достатньо високої напруженості носії заряду проходять через тонкий шар і скопичуються на межі розділу шарів. Після зняття поля заряд залишається у приграничному шарі нітриду кремнію і вже не розсмоктується, що й забезпечує зберігання інформації на протязі десятків років. Для стирання інформації необхідно видалити носії заряду з приграничного шару, для чого подається напруга, що створює електричне поле протилежної направленості. При цьому інформацію можна стирати не зі всього кристалу, а вибірково. Тривалість процесу досить коротка. Кількість циклів перепрограмування складає 10^4 - 10^6 разів.

Найвищим досягненням у розробці напівпровідникових програмованих ЗП є створення **флеш-пам'яті**. Її ЗЕ подібні елементам пам'яті типу EEPROM, але в схемах флеш-пам'яті не передбачене стирання окремих слів. Інформація може стиратися або вся одразу, або достатньо великими блоками за єдиним сигналом, миттєво (flash – спалах). За своєю дією флеш-пам'ять вже подібна до пам'яті ОЗУ але є **енергонезалежною**. З розвитком технології і збільшенням місткості інформації пристрої флеш-пам'яті поступово витісняють такі накопичувачі, як жорсткі магнітні диски, оптичні диски та інші носії. Вони у сотні разів скорочують споживану потужність, мають велику надійність, невеликі розміри і вагу, в декілька разів збільшують швидкодію пристроїв пам'яті. Однією з найважливіших властивостей є також відсутність в ЗП цього типу рухомих механічних частин, в тому числі таких, що обертаються, і повна технологічна сумісність з ІМС. Флеш-пам'ять

може бути частиною багатьох типів ІМС мікроконтролерів (що забезпечує універсальність їхнього застосування за рахунок можливості багатократного перепрограмування) та ін.

Також зазначимо, що це є одним з прикладів поступової відмови людства від колеса у багатьох застосуваннях.

8.10.7. Алгоритм. Способи представлення алгоритму

Алгоритм (від латинської трансляції імені математика аль-Хорезмі) – це спосіб (програма) розв’язання обчислювальних та інших задач, що точно вказує, як і в якій послідовності отримати результат, однозначно визначений вихідними даними.

Отже, послідовність виконання дій пристрою керування і є алгоритмом. Задати алгоритм можна різними способами.

Перш за все – це **описове представлення алгоритму** на «людській» мові. Така форма представлення прийнятна навіть для неспеціаліста у пристроях керування, але громіздка, допускає тлумачення. А отже, не годиться для створення більш-менш складного пристрою керування, як з жорсткою логікою, так і програмованого.

Більш впорядкованим є **представлення алгоритму у вигляді таблиці**.

Досить популярним є **графічне представлення алгоритму** – у вигляді граф-схеми. Воно забезпечує наочність, оперативність огляду.

На основі алгоритму складають схему електричну принципову пристрою керування з жорсткою логікою або програму роботи програмованого. Це зрештою теж є способами представлення алгоритму.

8.10.8. Задання і виконання програм МПП

Для забезпечення виконання МПП необхідних функцій у його ПЗП (іноді у ОЗП) записується набір програм (стандартних, що реалізують, наприклад, арифметичні і логічні операції, обчислення тригонометричних функцій і т.п., а також і спеціальних, що реалізують, наприклад, алгоритми керування конкретним об’єктом).

При складанні програм програміст повинен дати МП детальний опис його дій. МП може працювати з великою швидкістю і точністю протягом тривалого часу, але тільки за чітким завданням, що не допускає тлумачень. МПП може реагувати на зміну умов, якщо в пам’яті у

нього є програма, що повідомляє МП, як йому поводитись у нових обставинах. МП діє логічно, але не має творчих здібностей (принаймні, сьогодні). Удавана розумність різних МПП є результатом великого числа програм, закладених у них. Хоча слід зазначити, що в наш час інтенсивно ведуться роботи з створення так званого штучного інтелекту (набору програм, що імітують інтелектуальну діяльність людини). І на цьому шляху, як відомо, здобуто чимало досягнень. Вважається, що створення «розумних» машин буде у першому наближенні завершено тоді, коли вони навчатися створювати собі подібних.

Для ініціалізації виконання програми в МП заноситься її початкова адреса (адреса комірки ПЗП чи ОЗП) і подається команда ПУСК.

При роботі МП забезпечує таку послідовність дій:

- 1) витяг даних (коду команди, числа) з пам'яті (ПЗП чи ОЗП);
- 2) розшифровка команди;
- 3) виконання команди і т.д. знову.

При цьому, наприклад, щоб переслати число з ПЗП до ОЗП, МП, будучи тактованим (синхронним) пристроєм, у найближчому такті роботи за сигналами тактового генератора задає згідно з програмою на ША код адреси комірки пам'яті ПЗП. Після завершення перехідних процесів, пов'язаних з зарядом паразитних ємностей провідників (ліній) ША (від чого, до речі, у значній мірі залежить швидкодія пристрою), у другому такті роботи МП по ШК дає команду на видачу коду з ПЗП на ШД (читання), а у наступному такті – команду по ШК на прийом коду у свій внутрішній регістр пам'яті, що називається акумулятором.

Надалі, у подальших тактах роботи, відповідно задається на ША номер комірки ОЗП та подається по ШК команда запису і число, на решті, потрапляє на визначене програмою місце.

З опису цієї послідовності дій зрозуміло, чому **програмні пристрої обчислення і керування значною мірою поступаються у швидкодії порівняно з пристроями з жорсткою логікою**, де код з одного вузла до іншого зазвичай передається за один такт по окремо виділених лініях зв'язку.

На робочому рівні МП реагує на список команд, представлений, як уже зазначалося, у вигляді набору двійкових кодів, що називається **машинною програмою**. Таке представлення програм є винятково важким для оперативного сприйняття людиною.

8.10.9. Шістнадцяткова система числення

Деяке спрощення при написанні і читанні команд дає використання **шістнадцяткової системи числення**. Вона містить 16 символів, кожному з яких відповідає чотирирозрядне число у двійковому коді: число представляється як сума ступенів числа 16, помножених відповідно на 0, 1, 2, ..., 9, A, B, C, D, E, F

$$N_{16} = a_1 \cdot 16^0 + a_2 \cdot 16^1 + a_3 \cdot 16^2 + \dots + a_{n+1} \cdot 16^n, \quad (8.30)$$

де $a_i = \{0; 1; 2; 3; \dots; 9; A; B; C; D; E; F\}$.

Табл. 8.3 показує відповідність запису чисел у десятковому, двійковому і шістнадцятковому кодах.

Таблиця 8.3 – Запис чисел у різних кодах (системах числення)

Десятковий код	Двійковий код	Шістнадцятковий код
0	0000	0
1	0001	1
2	0010	2
3	0011	3
4	0100	4
5	0101	5
6	0110	6
7	0111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	A
11	1011	B
12	1100	C
13	1101	D
14	1110	E
15	1111	F

Перетворити двійковий код у шістнадцятковий дуже легко: двійкове число поділяється на групи по чотири розряди, починаючи з молодшого – на **тетради**. Кожна група замінюється відповідним шістнадцятковим символом. При зворотному перетворенні кожен символ замінюється двійковою тетрадою.

Наприклад, $0101\ 0111\ 1101\ 1111\ 0001_2 = 57DF1_{16}$.

Таким чином, шістнадцятковий код, з точки зору застосування для запису програм для МПП, можна вважати більш компактним записом

двійкового.

8.10.10. Асемблер

Програма, записана у шістнадцятковому коді, усе-таки залишається складною для розуміння.

Виходом є використання мови простого програмування – **асемблера**. Відповідна **програма-ретранслятор** переводить слова і фрази програми, представлені у вигляді **мнемонік** (англійських скорочень назв) асемблера, у машинний код, який потім буде занесено у ІМС ПЗП, що підмикаються для цього до спеціального адаптера машини-програматора.

Приклади мнемонік асемблера та їхня відповідність у шістнадцятковому коді наведено у табл. 8.4.

Таблиця 8.4 – Приклади команд асемблера

Команда	Мнемоніка	Шістнадцятковий код
1. Читання даних з об'єкта з адресою F у внутрішній регістр пам'яті A	INF F	DB FA
2. Порозрядне логічне множення чисел, що знаходяться у внутрішніх регістрах пам'яті A і B	ANA B	A0
3. Додавання числа, що зберігається у внутрішньому регістрі C до числа, що зберігається у внутрішньому регістрі A	ADD C	81
4. Вивід числа, що зберігається у внутрішньому регістрі A до об'єкта, адреса якого знаходиться у внутрішніх регістрах пам'яті B і C	STAX B	02

Відзначимо також, що кожній команді асемблера відповідає **мікрокоманда** МП – набір дій МП (**мікрооперацій**), запрограмованих при виробництві МП у його внутрішньому ПЗП. Ініціює виконання мікропрограми пристрій керування МП після отримання коду команди.

При розробці програм для МПП, що виконує функції керування, складають узагальнений алгоритм виконання програми – послідовність дій з опитування вхідних даних, їхнього опрацювання та формування команд керування на відповідних виходах.

Далі алгоритм розбивають на окремі фрагменти і деталізують дії у кожному з них до рівня, що відповідає **системі команд** вибраного типу МП (зазвичай – від декількох десятків і десь до півтори сотень команд).

Програма спочатку складається у вигляді **списку мнемонік**, що називається **вихідною програмою**. Кожному коду присвоюється номер комірки пам'яті. Потім вручну або за допомогою ЕОМ програма переводиться на машинну мову. Тепер вона називається **об'єктною програмою** і заноситься в ПЗП чи ОЗП МПП.

Використання алгоритмічної мови високого рівня (BASIC, FORTRAN або ін.) недоцільне, бо веде до втрати програмістом контролю за використанням ресурсів пам'яті. Це може призвести після її транслявання у машинні коди до значного перевищення оптимально можливого обсягу ПЗП та втрати швидкодії. А це, в свою чергу, веде до збільшення апаратних витрат (числа ІМС ПЗП) та загрожує втратою можливості керуючого МПП працювати у **реальному масштабі часу**, коли реакція МПП на зміну ситуації у об'єкті керування повинна відбуватися зі швидкістю, не меншою за ту, з якою відбуваються процеси в об'єкті.

При використанні МПП для керування можливість зміни програми ПЗП заміною ІМС чи їхнім перепрограмуванням (у залежності від типу) забезпечує використання даного МПП у різних застосуваннях для вирішення різних задач без будь-яких схемних змін в апаратурі – функція МПП задається його програмуванням.

Поліпшення техніко-економічних характеристик МП дозволило надзвичайно ефективно використовувати їх у різних пристроях цифрового опрацювання інформації і керування (як у якості центральних процесорів, так і у периферійних пристроях ЕОМ, у мікрокалькуляторах, у системах керування і регулювання потоковими лініями, верстатами-автоматами, роботами-маніпуляторами, стабілізованими джерелами живлення, в електронних пристроях – телевізорах, радіостанціях, вимірювальних приладах, цифрових фотоапаратах, іграшках і т.п.).

Це підняло на новий рівень ефективність роботи технічних пристроїв і систем.

Завдяки використанню МПП ЕОМ у наш час перетворилися у предмет побутової техніки. Взагалі МПП немає різниці чим керувати: ракетою, світлофором чи пральною машиною. Але, зазвичай, для кон-

кретних застосувань вибирають з широкої номенклатури МП необхідної інформаційної потужності і будують МПП у відповідному конструктивному та кліматичному виконанні.

Потужність МП визначається його здатністю опрацьовувати дані і оцінюється трьома параметрами: довжиною слова даних (кількість розрядів ШД), довжиною слова пам'яті (кількість розрядів ША – визначає кількість об'єктів, до яких може звертатися МП), швидкістю виконання команд.

8.10.11. Програмовані логічні контролери

Зрозуміло, що продуктивність устаткування та точність виконання технологічних операцій значною мірою залежать від ступеню автоматизації. Також зрозуміло, що сьогодні найкраще забезпечують це електронні пристрої керування, особливо цифрові.

Тут слід зазначити, що цифрові пристрої керування реалізуються як автомати з жорсткою логікою або програмовані.

Апаратні методи побудови цифрових пристроїв керування з жорсткою логікою близькі до методів побудови широко розповсюджених раніше аналогових систем керування: для виконання кожної функції використовується окремий елемент або група елементів і введення нової функції вимагає введення нових елементів. Системи керування, реалізовані такими методами, мають високу швидкодію та надійність, традиційні принципи їхньої побудови не викликають труднощів при розробці та експлуатації (з точки зору застосовуваного при регламентних та ремонтних роботах обладнання, приладів, з огляду на рівень кваліфікації персоналу). В той же час, вони складаються з великої кількості електронних компонентів (в основному інтегральних мікросхем – ІМС – середнього ступеню інтеграції), громіздкі, мають малу гнучкість при необхідності змін алгоритму керування (або частіше взагалі не дозволяють цього робити) та дорого коштують. Вони вимагають індивідуальної розробки, причому, кількість типів функціональних модулів, що створюють функціонально закінчену систему, яка слугує для побудови різних систем керування, виявляється значним. Отже використання пристроїв керування з жорсткою логікою вимагає у кожному окремому випадку розробки спеціального унікального пристрою.

Для створення МПП керування технічними пристроями зручно використовувати програмовані мікроконтролери, що випускаються промисловістю.

Програмовані пристрої будуються на основі процесорів, як правило, у мікровиконанні – мікропроцесорів.

Слід зазначити, що побудова пристрою керування класу, що нами розглядається, на основі мікропроцесорного набору (власне процесор, оперативний та постійний запам'ятовувальні пристрої, інтерфейс та ін.) за величиною апаратних затрат мало відрізняється від його реалізації на ІМС середнього ступеня інтеграції. Вартість розробки та реалізації такого пристрою виявляється навіть більшою за вартість пристрою з жорсткою логікою на ІМС середнього ступеню інтеграції. Крім того, мікропроцесорні пристрої висувають зовсім інші вимоги до кваліфікації як розробників апаратури, так і до тих, що забезпечують експлуатацію. Але гнучкість програмованих пристроїв керування при необхідності змін алгоритму, що має величезне значення як на етапах розробки так і при експлуатації одиночно або малосерійно продукowanego технологічного устаткування, робить їхнє застосування вкрай перспективним.

Тут могли б придатися програмовані логічні контролери.

Зазначимо, що раніше контролерами називали багатопозиційні перемикачі для комутації електричних кіл (наприклад, як ті, що застосовуються для керування електродвигуном трамваю).

Програмований логічний контролер – це програмований логічний пристрій керування з мовою програмування, доступною для неспеціалістів з інформатики (спочатку, наприклад, мали мову драбинчастих діаграм і призначалися для заміни релейних шаф керування послідовними логічними процесами в умовах промисловості у реальному масштабі часу).

Малогабаритні і гнучкі у програмуванні ПЛК спочатку використовувалися для заміни логічних пристроїв керування, виконаних на електромагнітних реле, що займали цілі шафи. Надалі, з появою мікроелектронних ЦАП і АЦП, їх почали застосовувати і для розв'язання задач, пов'язаних з обчисленням та порівнянням аналогових сигналів.

ПЛК монтуються на одній або декількох платах (у вигляді одного або декількох модулів) і доповнюються пристроями програмування і індикації з клавіатурою та цифровим дисплеєм.

Більшу універсальність мають **багатоплатні** ПЛК, що являють собою набір модулів: процесора, ПЗП, ОЗП, ЦАП, АЦП, вводу та виводу даних, підсилення потужності, джерела живлення та ін. З цих модулів створюється необхідна у конкретному випадку конфігурація ПЛК, для чого необхідний їхній набір встановлюється у так звану корзину – конструкцію з основою, на якій розміщено рознімачі для підмикання модулів до системної магістралі і джерела живлення. Підмикання до джерел сигналів та до виконуючих пристроїв об'єкту керування здійснюється окремими кабелями.

Таким чином, багатоплатний ПЛК є універсальним конструктором для створення програмованих пристроїв керування.

Такі ПЛК широко застосовувались до тих пір, доки з розвитком мікросхемотехніки стало можливим усі вузли (до 95-98 % слабкострумових елементів) контролера розміщувати у одній ВМС – **одноплатному** ПЛК. Силові елементи і джерело живлення при цьому розміщують на окремих платах. Одноплатні ПЛК мають значно менші габаритні розміри, ніж багатоплатні, простіші у виготовленні і дешевші. Вони більш надійні, бо не мають корзини з великою кількістю дорогих і малонадійних рознімачів. Але вони не є універсальними. Тому фірми-виробники зазвичай випускають набори таких ПЛК з різними можливостями для забезпечення керування типовими для деякої галузі техніки об'єктами.

Виходячи з недоліків чи переваг одно- і багатоплатних ПЛК у конкретних застосуваннях використовують як одні, так і інші.

Побудовані на мікропроцесорах контролери, мають спрощену систему команд, випускалися серійно і були достатньо дешеві, порівняно з вартістю розробки та виготовлення пристрою керування з жорсткою логікою. Але як пристрої керування технологічного устаткування програмовані логічні контролери широкого розповсюдження не знайшли, бо були спочатку громіздкими, все ж досить дорогими, і для багатьох можливих застосувань (наприклад, для керування електронними ключами джерел живлення технологічного устаткування) повільно діючими. Також важливим чинником у обмеженні їхнього розповсюдження були обмежена доступність для пересічного споживача як власне контролерів, так і інформації про користування ними.

8.10.12. Мікроконтролери

Починаючи десь з середини 80-х років минулого сторіччя на світовому ринку електронної продукції з'являються ІМС мікроконтролерів. Так перші восьмирозрядні мікроконтролери були створені фірмою Intel (США) у 1982 році. Зараз такі мікроконтролери у світі продукують більш як тридцять фірм (деяку незручність створює несумісність мікроконтролерів різних фірм-виробників).

До речі, подібні ІМС з'явилися у кінці 80-х років минулого сторіччя і в СРСР. Вони називалися однокристальними електронними обчислювальними машинами (серія КР1816). Знову ж таки, вони були дорогими, малодоступними, бракувало інформації про їхнє застосування.

На територію країн СНГ мікроконтролери, виготовлені у Південно-Східній Азії, поставляються, в основному, фірм Atmel та Microchip Technology Inc. (США). Ці мікроконтролери мають особливу популярність також і у розробників електронної техніки малої та середньої складності. Їхня номенклатура надзвичайно велика. Так тільки фірма Atmel у кінці 90-х років минулого сторіччя випустила 140 моделей на протязі одного року (різної інформаційної потужності, у корпусах для різного типу монтажу та ін.).

Наведемо сучасне розуміння термінів у цій галузі.

Мікропроцесор – є центральним обчислювальним ядром комп'ютерної системи.

Контролер – закінчений електронний пристрій, зазвичай виконаний на друкованій платі і призначений для прийому та опрацювання сигналів від датчиків, а також для керування зовнішніми пристроями на основі результатів опрацювання прийнятих сигналів.

Мікроконтролер – програмно керована ІМС, що застосовується для побудови контролерів. Мікроконтролер, окрім ядра має оперативний та постійний запам'ятовувальні пристрої, таймери, лічильники, канали введення та виведення інформації, інші пристрої – це самостійна комп'ютерна система, що вміщує процесор, допоміжні схеми та пристрої введення-виведення даних, розміщені у спільному корпусі.

Мікрокомп'ютер має ще й відео- та звуковий процесори.

Нагадаємо, традиційні великі комп'ютери, що будувались ще з рокових років минулого століття спочатку на лампах, а потім на ІМС середнього ступеня інтеграції, мали так звану принстонську архітекту-

ру (запропоновану у 1949 році співробітником Принстонського університету фон Нейманом), за якої як для програм, так і для даних використовується єдиний простір пам'яті. Це, внаслідок зменшення апаратних затрат, підвищувало надійність машин, але за рахунок зниження швидкодії.

Мікроконтролери, у яких за рахунок інтегральної технології виконання відпала проблема впливу кількості складових мікроелементів на надійність виробу, мають гарвардську архітектуру (запропоновану тоді ж таки Гарвардським університетом, але відхилену із зрозумілих міркувань), за якої для даних і команд використано окремі області пам'яті та шини. Це забезпечує високу швидкодію за рахунок можливості доступу за один цикл як до пам'яті, так і до даних за одночасного виконання побіжної команди і вибірки наступної.

Мікроконтролери мають низьке споживання (струм живлення складає кілька міліампер за рахунок побудови на К-МОН-структурах), мінімальні габарити (випускаються залежно від інформаційної потужності у 8-, 18-, 20-, 28-, 40-, 44- та 64-вивідних корпусах, та найчастіше застосовують контролери у перших чотирьох типах корпусів), потребують мінімум (буквально декілька) зовнішніх дискретних компонентів.

Пам'ять даних у них складає від 36 до 368 байт, а пам'ять програм від 0,5 до 128 кілобайтів.

Кількість ліній введення-виведення, що можуть за вибором передавати інформацію у одному з напрямків, становить від 6 до 53.

Робоча частота становить 1 – 24 МГц.

Напруга живлення може знаходитись у межах 1,8 – 6 В (номінальне значення 5 В).

Вони можуть мати у своєму складі аналогові компаратори (наприклад, два), аналого-цифрові перетворювачі (наприклад, у деяких мікроконтролерів AVR фірми Atmel від 4 до 11), таймери (1-2), широтно-імпульсні модулятори (1-8), різні інтерфейси зв'язку з зовнішніми пристроями.

У мікроконтролерів PIC (Peripheral Interface Controller – периферійний контролер інтерфейсу) фірми Microchip є можливість захисту коду програми від несанкціонованих змін або копіювання (один або два біти захисту).

За технологією виконання пам'яті програм є три типи мікроконтролерів:

1) масково-програмовані – мають найменшу вартість, але застосовуються лише при масовому виробництві, бо програмуються на заводі-виробнику ІМС у процесі виготовлення кристалу;

2) з ультрафіолетовим стиранням – дозволяють перепрограмування, але процес цей досить тривалий і після ультрафіолетового опромінення можлива нечітка робота контролера, особливо за зниженої напруги живлення;

3) з флеш-пам'яттю – дозволяють багаторазове електричне стирання (дозволяють здійснювати розробку і відпрацьовування програм на готовому пристрої), але у декілька разів дорожчі від контролерів першого типу.

Та все ж вартість масово застосовуваних мікроконтролерів останнього типу сягає лише чотирьох доларів США. Саме такі мікроконтролери є найприйнятнішими для застосування при розробці пристроїв керування технологічного устаткування, виходячи з таких їхніх особливостей:

1) практично необмежена кількість циклів перепрограмування, що в умовах одиничного та малосерійного виробництва забезпечує виконання робіт з налагодження і доведення, а також оперативну зміну алгоритму керування при експлуатації устаткування;

2) достатньо високі робочі частоти;

3) наявність простих, дешевих і доступних для самостійної реалізації моделей програматорів;

4) мінімальні габарити і вартість, висока надійність;

5) доступність і вкрай прийнятна вартість;

6) наявність моделей з вбудованими аналоговими компараторами та аналого-цифровими перетворювачами (з розвитком інтегральної технології з'явилась можливість розміщення на одному кристалі як цифрових, так і аналогових елементів);

7) можливість захисту програм від несанкціонованих змін та копіювання;

8) можливість отримання інформації від сучасних інтегральних датчиків та передачі інформації комп'ютеру у відповідних протоколах інтерфейсу;

9) велика кількість доступної довідкової та іншої технічної інформації, програмного забезпечення (для складання програм, їхнього відлагодження, занесення у пам'ять мікроконтролера), інформації з типо-

вих застосувань та досвіду використання як у друкованому вигляді, так і у INTERNET-джерелах.

На жаль, сучасні мікроконтролери втратили початкову особливість програмованих логічних контролерів – доступність мови програмування для неспеціалістів з інформатики. Хоч процесори мікроконтролерів, на відміну від CISC-процесорів (Complex Instruction Set Computer) EOM з складною системою команд, відносять до RISC (Reduced Instruct Set Computers) процесорів, у яких набір виконуваних команд скорочено до мінімуму (залежно від типу мікроконтролера його асемблер має від 33 до 133 команд), їхнє програмування на асемблері особливо складне і доступне власне спеціалістам з мікроконтролерів. Дещо простіше програмування на алгоритмічній мові C+ або на спеціальній версії Basic, але також вимагає впевненого знання комп'ютера та веде до збільшення обсягу програм до тридцяти відсотків.

Це висуває вимоги високої кваліфікації персоналу (вміння користування комп'ютером, програмування), використання при обслуговуванні й ремонті пристроїв керування на основі мікроконтролерів досить дорогого комп'ютерного устаткування. Але сучасний рівень виробництва все більше висуває саме такі вимоги як до персоналу, так і до власне устаткування. Окрім того, зрештою, зниження строків виробництва устаткування, зниження його вартості, збільшення надійності роботи, зручності експлуатації того варті.

8.10.13. Структура мікроконтролера

Отже, перші мікроконтролери з'явилися у 1976 році, коли у одній ВІМС стало можливим сумістити процесор, ОЗП, ПЗП і елементи інтерфейсу. На відміну від універсальних мікро-ЕОМ, в мікроконтролерах невелика за розміром пам'ять (декілька сотень байт ОЗП та декілька десятків кілобайт ПЗП) і простий інтерфейс зв'язку з зовнішніми пристроями. Це витікає із специфіки використання мікроконтролерів. Їх не застосовують в універсальних обчислювальних системах. Мікроконтролери призначені для створення вискоєфективних і дешевих систем керування і регулювання. Вони реалізують відносно нескладні алгоритми, тому потребують обсягів пам'яті на декілька порядків менших, ніж ЕОМ універсального призначення. Їх застосовують у системах керування маніпуляторами, вимірювальних приладів,

технологічного устаткування, станків, автомобілів, побутової техніки та ін.

Типову структуру мікроконтролера наведено на рис 8.30.

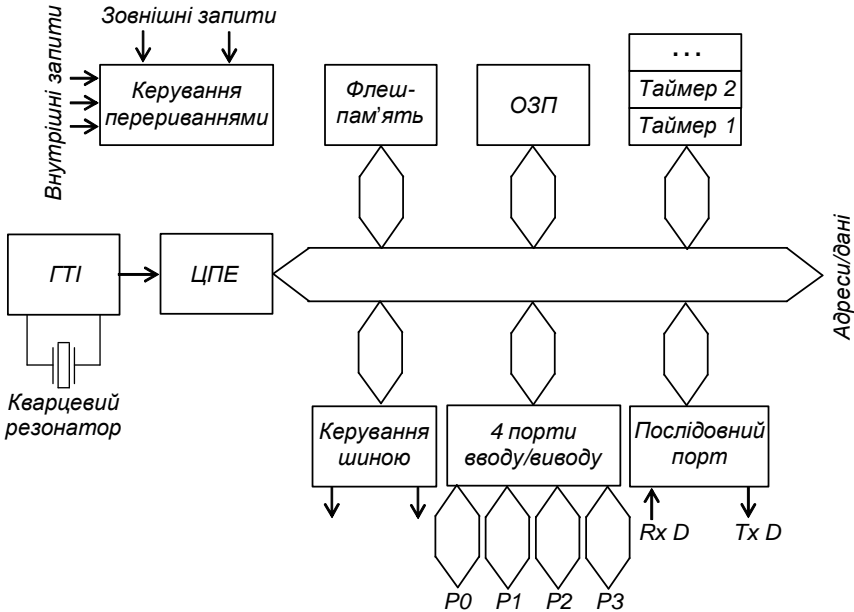


Рис. 8.30 – Типова структура мікроконтролера

Ємності ОЗП у декілька сотень байт цілком достатньо для тимчасового зберігання даних та проміжних результатів при виконанні програм керування. Програми зберігаються у флеш-пам'яті ємністю у десятки кілобайт, чого, як правило, цілком вистачає. За необхідності передбачено можливість нарощування обсягів пам'яті за рахунок підключення зовнішніх ВІМС оперативної та постійної пам'яті.

Зрозуміло, що роботою всіх вузлів керує **центральний процесорний елемент** ЦПЕ. Синхронізують його роботу імпульси ГТІ з частотою 12-24 МГц, що задається зовнішнім кварцевим резонатором. Це забезпечує високу стабільність частоти, що необхідно при відпрацюванні проміжків часу.

Адреси і дані передаються по **шині адреси/дані** з розрядністю слів, що опрацьовуються мікроконтролером.

Введення і виведення інформації здійснюється через **чотири паралельних і один послідовний порти введення/виведення**. Через порти *P0-P3* обмін з зовнішніми пристроями відбувається по 8-розрядних шинах. Зараз також випускають 16- і 32-розрядні мікроконтролери. Кожен з портів забезпечує взаємодію з одним пристроєм. Функції ліній шин в різних режимах можуть мати різне значення (введення або виведення).

Через вхід *Rx D* послідовного порту відбувається прийом даних у послідовному коді, через вхід *Tx D* – передача.

Мікроконтролер може обслуговувати декілька як внутрішніх так і зовнішніх **запитів на переривання** програми для переходу до виконання більш пріоритетних підпрограм.

Таймери-лічильники призначені для відпрацьовування інтервалів часу або підрахунку кількості імпульсів.

Систему команд мікроконтролера орієнтовано на виконання задач керування, тому поряд зі звичайними командами, характерними для всіх мікропроцесорів, є й специфічні.

Оскільки всі вузли мікропроцесорної системи тут знаходяться всередині однієї ВМС, то непотрібні звертання до зовнішніх пристроїв. Тому більшість команд короткі з часом виконання, наприклад, біля 1 мкс за тактової частоти 12 МГц.

8.10.14. Зіставлення основних етапів створення пристроїв керування на основі цифрових автоматів з жорсткою логікою і програмованих

У табл. 8.5 наведено зіставлення основних етапів створення пристроїв керування з жорсткою логікою і програмованих. З неї видно, що при застосуванні типових програмованих пристроїв керування (такіх, що можна придбати готовими), у циклі створення готового пристрою відсутні процедури, пов'язані з розробкою конструкторської і технологічної документації та власне виробництвом. Усі процедури фактично пов'язано виключно з розробкою та відлагодженням програми.

Насамкінець зазначимо, що специфіка роботи з МПП відносить їх скоріш до галузі інформатики, бо у більш-менш серйозних застосуваннях вартість розробки програмного забезпечення складає до 80 % вар-

тості всього пристрою керування. Виходячи з цього ми тут обмежились лише наданням загальних понять, особливо у тому, що відноситься до питань програмування МПП.

Таблиця 8.5 - Зіставлення основних етапів створення пристроїв керування

Пристрій керування з жорсткою логікою	Програмований пристрій керування
1. Розробка алгоритму керування	
2. Розробка електричної принципової схеми пристрою керування на основі обраного типу ІМС	2. Розробка програми роботи пристрою керування на основі обраного типу МПП (наприклад, ПЛК)
3. Створення макету пристрою керування	3. Занесення програми в ОЗУ МПП
4. Відладка макету пристрою керування і відповідне коригування його електричної принципової схеми	4. Відладка і відповідне коригування програми
5. Розробка конструкторської і технологічної документації для виробництва пристрою керування	5. Придбання типового МПП (наприклад, ПЛК)
6. Виробництво пристрою керування	6. Занесення програми в ІМС постійної пам'яті і встановлення їх в ПЗУ МПП
7. Поставка пристрою керування замовнику	



Контрольні запитання

1. Поясніть, що являють собою цифрові мікроелектронні пристрої. Назвіть найвживаніші цифрові мікроелектронні пристрої.
2. На які класи поділяють цифрові пристрої?
3. Що таке функціонально повна система логічних елементів? Наведіть приклади.
4. Поясніть, як, виходячи з правил де Моргана, можна побудувати елемент АБО-НІ на основі елемента І-НІ.
5. Поясніть, як багатовходовий логічний елемент з інверсією на виході можна використати як інвертор.

6. Поясніть, як можна отримати логічний елемент з кількістю входів, що перевищує кількість входів елемента, обраного за базовий при побудові логічної схеми.
7. Як реалізують складні логічні функції?
8. Що таке дешифратори? Для чого вони призначені?
9. Поясніть різницю між двійковим і двійково-десятковим дешифраторами.
10. Що таке мультиплексор? Наведіть його таблицю істинності і логічну функцію, яку він виконує.
11. Поясніть, для чого призначені, які бувають і на чому можуть бути побудовані лічильники імпульсів.
12. Наведіть схему, умовне позначення і поясніть роботу чотирирозрядного підсумовуючого послідовного двійкового лічильника імпульсів, виконаного на комбінованих RST-тригерах.
13. Поясніть, як з підсумовуючого послідовного двійкового лічильника можна отримати двійково-десятковий. Для чого призначені двійково-десяткові лічильники?
14. Для чого призначені регістри, які вони бувають залежно від способу запису і видачі інформації?
15. Для чого призначені ЦАП і АЦП?
16. Поясніть, як побудовано ЦАП.
17. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи АЦП, побудованого на основі ЦАП.
18. Поясніть, у чому полягає принцип дії мултивібраторів або одно-вібраторів, побудованих на логічних елементах чи тригерах.
19. Наведіть приклади побудови імпульсних пристроїв на логічних елементах і тригерах.
20. Поясніть, що собою являє ІМС таймера К1006ВИ1 (555) і чому вона знайшла широке використання при побудові імпульсних пристроїв.
21. Поясніть, що таке мікропроцесор і для чого він призначений.
22. Наведіть структуру процесора і поясніть призначення його вузлів.
23. Наведіть структуру мікропроцесорної системи і поясніть призначення її складових частин.
24. Вкажіть різницю між постійним та оперативним запам'ятовувальними пристроями.

25. Поясніть будову пристроїв ОЗП та ПЗП.
26. Які переваги має флеш-пам'ять?
27. Поясніть, що таке системна магістраль і як здійснюється підмикання до неї модулів мікропроцесорної системи.
28. Поясніть, що собою являє інтерфейс.
29. Поясніть, як ініціюється виконання програми мікропроцесором.
30. Поясніть, у якому вигляді може бути записана програма роботи мікропроцесорного пристрою.
31. Чим, на вашу думку, можна пояснити те, що швидкодія програмованих пристроїв керування принципово менша ніж у пристроїв з жорсткою логікою?
32. Поясніть, як використовується шістнадцяткова система при запису програм мікропроцесорного пристрою. Як перевести число, записане у шістнадцятковому (двійковому) коді у двійковий (шістнадцятковий) код?
33. У чому полягає робота пристрою керування у реальному масштабі часу?
34. Поясніть, у чому полягає ефективність застосування мікропроцесорних пристроїв у порівнянні з іншими пристроями опрацювання цифрової інформації.
35. Чим визначається інформаційна потужність мікропроцесора?
36. Що таке програмований логічний контролер? Які види програмованих логічних контролерів Ви знаєте?
37. Як співвідносяться вартості апаратної частини мікропроцесорного пристрою і його програмного забезпечення?
38. Проаналізуйте співставлення основних етапів створення пристроїв керування з жорсткою логікою і програмованих.

РОЗДІЛ 9

ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. ВИПРЯМЛЯЧІ

9.1. Загальні відомості та класифікація

Електрична енергія виробляється централізовано і малопотужним споживачам поставляється з параметрами 220 В, 50 Гц, а потужним – 380 В, 50 Гц. Але навантажень, що розраховані саме на такі параметри живлення, не так вже й багато. Це можуть бути, наприклад, нагрівачі (перетворюють електричну енергію у теплову), освітлювальні прилади (перетворюють електричну енергію у світлову), двигуни змінного струму (перетворення у механічну енергію з обертанням), електромагніти (у механічну енергію з зворотно-поступальним рухом), індукційні нагрівачі (у енергію електромагнітного поля, наприклад, для плавлення металу), електричний дзвінок (перетворює електричну енергію у звукову). А величезна (основна) кількість інших споживачів, наприклад, двигуни постійного струму, гальванічні установки, і безмежна кількість підсилювачів у складі пристроїв інформаційної електроніки, вимагають для свого живлення не значення напруги 220 В, і не змінного струму, а постійного. Перетворення напруги змінного струму стандартного значення у напругу постійного струму необхідного значення забезпечують випрямлячі.

Випрямлячі – це електротехнічні пристрої, призначені для перетворення енергії джерела напруги змінного струму в енергію напруги постійного струму.

Склад випрямляча показано на узагальненій структурній схемі, наведеній на рис. 9.1.

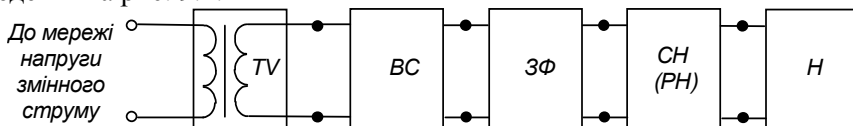


Рис. 9.1 – Структурна схема випрямляча: *TV* – трансформатор напруги; *BC* – вентильна схема; *ЗФ* – згладжувальний фільтр; *СН (РН)* – стабілізатор напруги (регулятор напруги); *Н* – навантаження

Як правило, випрямляч підмикається до розподільної мережі напру-

ги змінного струму.

Трансформатор призначений для перетворення значення напруги мережі до значення, необхідного для роботи випрямляча. Він також забезпечує електричну (гальванічну) розв'язку мережі і навантаження.

Вентильна схема перетворює змінну напругу у випрямлену – пульсуючу однополярну. Вона, як правило, виконується на напівпровідникових ключах.

Згладжувальний фільтр перетворює випрямлену напругу у постійну. Фільтри виконуються на реактивних елементах, що мають властивість накопичувати електричну або електромагнітну енергію: конденсаторах, дроселях. Такі фільтри називаються пасивними.

Для живлення радіоелектронних пристроїв часто використовують активні фільтри, що будуються на транзисторах, операційних підсилювачах та реактивних елементах.

Стабілізатор напруги підтримує напругу на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або навантаження у заданих межах.

При необхідності регулювання напруги на навантаженні за необхідним законом і у заданих межах використовують **регулятори напруги**. Зазначимо, що стабілізатор також являє собою різновид регулятора, у якого забезпечується автоматичне регулювання за ознакою постійності значення напруги на навантаженні.

Регулятор (стабілізатор) може бути увімкнено і зі сторони змінної напруги (до трансформатора).

Параметри вузлів випрямляча та їхніх елементів, режими роботи повинні бути узгоджені із заданими умовами роботи навантаження. Навантаження також вважають елементом випрямляча, бо зміни його опору в процесі роботи впливають на режим роботи усього пристрою.

Згладжувальний фільтр, стабілізатор (регулятор), а іноді й трансформатор можуть не входити до складу випрямляча, якщо в них немає необхідності.

Крім вказаних вузлів, випрямляч може мати вузли і елементи захисту від короткого замикання, перевантаження, зниження напруги мережі та ін. (запобіжник, автоматичний вимикач, електронний пристрій захисту, елементи і вузли індикації наявності і значення напруги і струму, а також вузли діагностики працездатності).

Випрямлячі класифікують за числом фаз – однофазні та багатofазні (останні – найчастіше трифазні). За потужністю випрямлячі бувають малої

потужності (до 100 Вт), середньої (до 10 кВт) і великої (понад 10 кВт).

Є некеровані випрямлячі та керовані. Перші будуються на некерованих вентилях (на діодах), другі – на керованих (наприклад, на тиристорах).

За принципом дії випрямлячі поділяються на однокатні та двокатні.

Однокатними називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм протікає один раз за період напруги мережі і лише у одному напрямку.

Важливим параметром випрямляча є **кратність пульсацій випрямленої напруги m** – відношення частоти пульсацій випрямленої напруги до частоти мережі. У однокатних випрямлячів він відповідає числу фаз мережі.

Двокатними (двопівперіодними) називають випрямлячі, у яких по вторинній обмотці трансформатора струм за період напруги мережі протікає двічі і в різних напрямках. Кратність пульсацій у двокатних випрямлячів дорівнює подвоєному числу фаз.

Робота випрямляча фактично полягає у тому, що навантаження за допомогою ключів так підмикається до джерела енергії напруги змінного струму, щоб за час кожного півперіоду його напруги (позитивного і негативного) струм у навантаженні протікав у одному напрямку. Виходячи з цього, найважливішим вузлом випрямляча є вентильна схема – схема випрямлення.

Найширшого розповсюдження набули схеми випрямлячів, зображені на рис. 9.2 (виходячи з того, що як вентилі тут використано діоди – маємо некеровані випрямлячі).

При розрахунку випрямляча відомі параметри навантаження та мережі живлення. Невідомими є параметри елементів вузлів, що до нього входять.

Теорія випрямлячів зводиться до розробки аналітичних виразів, що зв'язують відомі параметри напруги і навантаження з невідомими параметрами, які характеризують роботу вентильної схеми. На підставі цього робиться вибір типу вентилів для конкретної схеми випрямляча та розрахунок його вузлів.

9.2. Експлуатаційні параметри і характеристики випрямлячів

1. Основні експлуатаційні параметри випрямляча – це середня напруга

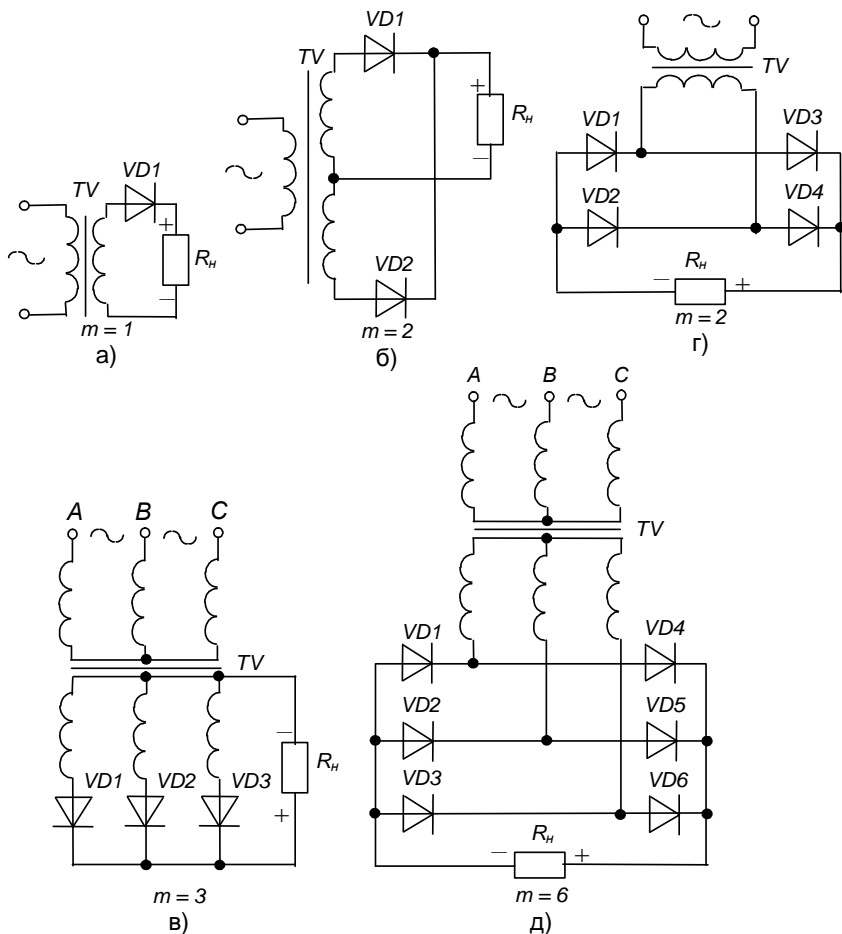


Рис. 9.2 – Випрямлячі: а-в – однотактні (з нульовим виводом);
 г, д – двотактні (мостові); а) однофазна однопівперіодна;
 б) однофазна двопівперіодна з нульовим виводом;
 в) трифазна з нульовим виводом (схема Міткевича);
 г) однофазна мостова; д) трифазна мостова (схема Ларіонова)

на його навантаженні U_d (див. рис. 9.3) та середній струм навантаження I_d .

Тоді опір навантаження становить

$$R_H = \frac{U_d}{I_d},$$

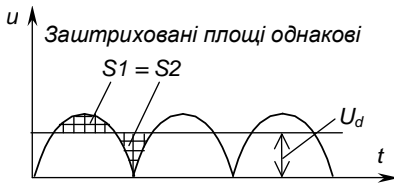


Рис. 9.3 – Ілюстрація середнього значення випрямленої напруги

а його потужність

$$P_n = U_d I_d.$$

2. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d},$$

де $U_{m(1)}$ – амплітудне значення основної гармоніки випрямленої напруги при розвиненні останньої у ряд Фур'є.

3. Зовнішня (навантажувальна) характеристика $U_d = f(I_d)$.

4. Регульовальна характеристика $U_d = f(\alpha)$, де α – кут керування тиристорів (лише для керованих випрямлячів).

5. Середнє значення струму через вентиль I_a .

6. Амплітудне значення струму через вентиль I_{am} .

7. Амплітудне значення зворотної напруги, що прикладається до вентилля $U_{ам}$.

8. Коефіцієнт корисної дії η .

9. Надійність.

Знаючи експлуатаційні характеристики різних схем випрямлячів і вимоги з боку навантаження, обирають конкретну схему. На основі параметрів 5-7 вибирають вентилі.

Розрізняють такі режими роботи випрямлячів:

1) на активне навантаження (R);

2) на активно-індуктивне навантаження (RL);

3) на активно-ємнісне навантаження (RC);

4) на протиелектрорушійну силу – проти-е.р.с. (E) – наприклад, коли випрямляч використовують для заряду акумуляторної батареї.

Як видно з рис. 9.2, найпростішим є **однопівперіодний випрямляч**, робота якого полягає у тому, що протягом одного півперіода напруги мережі навантаження підімкнене діодним ключем до вторинної обмотки трансформатора, а протягом другого півперіода відімкнене від неї. Показники якості вихідної напруги та інші у цього випрямляча вкрай низькі. Тому його застосовують дуже рідко.

Більш детально розглянемо схеми інших випрямлячів.

9.3. Робота однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження

Схему однофазного випрямляча з нульовим виводом зображено на рис. 9.4.

Очевидно, що він являє собою два однопівперіодних випрямляча, підімкнених до навантаження паралельно. Вторинна обмотка його трансформатора має вивід від її середини – **нульовий вивід** (0). Тобто вона складається з двох півобмоток, кількості витків яких однакові: $w_{21}=w_{22}=w_2$. Тоді напруги, що в них трансформуються, відносно нульової точки також однакові

$$|u_{21}| = |u_{22}|,$$

але протилежні за фазою.

Коефіцієнт трансформації трансформатора становить $n = w_1 / w_2$ де w_1 , w_2 – кількість витків первинної та половини вторинної обмоток відповідно.

Схема працює так.

За позитивної полярності напруги на обмотці w_{21} (на рис. 9.4 вказана без дужок) у провідному стані знаходиться діод $VD1$ і через нього

тече струм $i_{a1} = \frac{u_{21}}{R}$ (прямим спадом напруги на діоді нехтуємо – вважаємо його за ідеальний).

На навантаженні з'являється позитивна півхвиля напруги. Діод $VD2$ при цьому закритий зворотною напругою $u_{36} = 2u_2 (|u_2| = |u_{21}| = |u_{22}|)$ – зі схеми видно, що при цьому анодом він підімкнений до точки (2), а катодом через діод $VD1$ (замкнутий ключ) до точки (1).

За негативної півхвилі напруги (на рис. 9.4 – у дужках) у провідному стані знаходиться діод $VD2$. Через нього тече струм $i_{a2} = \frac{u_{22}}{R}$, діод

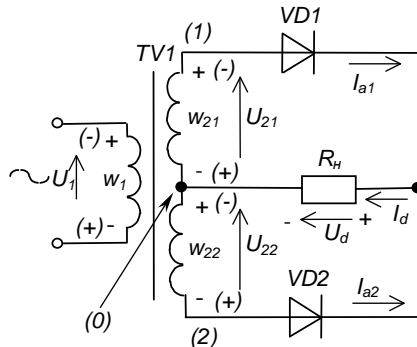


Рис. 9.4 – Однофазний випрямляч з нульовим виводом

VDI закритий подвійною зворотною напругою $2u_2$.

Таким чином, за час періоду напруги мережі струм через навантаження протікає у одному напрямку і безперервно. Досягається це в два прийоми, у один з яких навантаження першим діодним ключем підмикається до першої півобмотки трансформатора, у другий – другим діодним ключем до другої півобмотки.

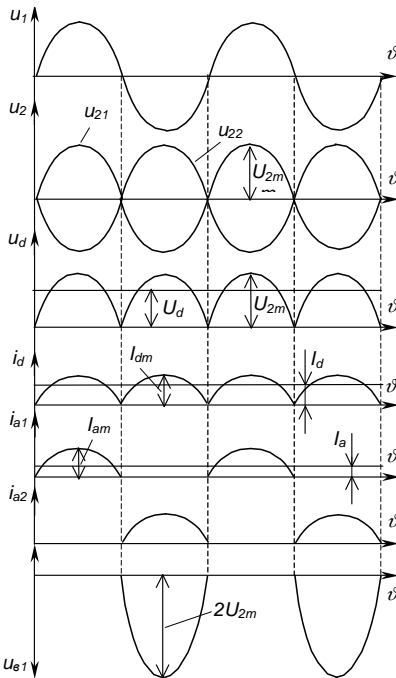


Рис. 9.5 – Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з нульовим виводом

– U_2 , I_1 (струм первинної обмотки), I_2 (струм вторинної обмотки), n , S_T (габаритна потужність трансформатора);

3) параметри, необхідні для розрахунку фільтра.

Зробимо припущення:

1) діод ідеальний: його опір у відкритому стані $R_{np}=0$, а у закритому $R_{зб} = \infty$;

2) опір обмоток трансформатора дорівнює нулю.

Роботу цього випрямляча ілюструють часові діаграми, зображені на рис. 9.5. Зверніть увагу: тут і надалі показані залежності напруг і струмів не власне від часу t , а від кутової величини $\vartheta = \omega t = 2\pi f_m t$. Як побачимо далі, математичні залежності, що описують процеси у випрямлячах, також за аргумент мають ϑ . Це зроблено для того, щоб співвідношення величин були однаковими за будь-якої частоти мережі f_m .

При розрахунку випрямляча вихідними даними є:

I_d , U_d , U_1 (напруга мережі),

$$R_n = \frac{U_d}{I_d}, \quad P_d = U_d I_d, \quad f_m.$$

Треба визначити:

1) параметри схеми, необхідні для вибору діодів – I_a , I_{am} , U_{em} ;

2) параметри, необхідні для вибору (розрахунку) трансформатора

Тоді матимемо такі формули для розрахунку:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2; \quad \vartheta = 2\pi f_m t = \omega t; \quad (9.1)$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d; \quad (9.2)$$

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1,11 U_d}; \quad (9.3)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad I_{am} = I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{2} = \frac{\pi}{2} I_d = 1,57 I_d; \quad (9.4)$$

$$U_{sm} = 2\sqrt{2} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = \pi U_d. \quad (9.5)$$

Знаючи значення I_a , I_{am} та U_{sm} , обирають тип діода, параметри якого перевищують отримані розрахункові.

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(I_d \frac{\pi}{2} \right)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_d}{2\sqrt{2}} \frac{\pi}{2} = I_d \frac{\pi}{4}; \end{aligned} \quad (9.6)$$

$$I_1 = \frac{I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}}}{n} = 1,11 \frac{I_d}{n}. \quad (9.7)$$

Габаритна потужність трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}, \quad (9.8)$$

де S_1 – потужність первинної обмотки трансформатора;

S_2 – потужність вторинної обмотки трансформатора.

$$S_1 = I_1 U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_1 = 1,11 \frac{I_d}{n} U_2 n = 1,11 U_d 1,11 U_d = 1,23 I_d U_d = 1,23 P_d; \quad (9.9)$$

$$S_2 = 2 I_2 U_2 = 2 I_d \frac{\pi}{4} 1,11 U_d = 1,74 I_d U_d = 1,74 P_d; \quad (9.10)$$

$$S_T = \frac{1,23 P_d + 1,74 P_d}{2} = 1,48 P_d = 1,48 I_d U_d. \quad (9.11)$$

Бачимо, що S_T перевищує P_d у півтора рази. Це в основному тому, що півобмотки трансформатора працюють не безперервно, а по черзі

через кожні півперіоду.

За величинами S_T , I_1 , I_2 , n , U_2 вибирається стандартний трансформатор або розраховується спеціальний.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$K_n = \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{3} = 0,67, \quad (9.12)$$

де $U_{m(1)} = \frac{2U_d}{m^2 - 1}$, бо, згідно з розвиненням у ряд Фур'є, амплітуда i -тої гармоніки становить:

$$U_{m(i)} = \frac{2U_d}{(mi)^2 - 1}. \quad (9.13)$$

Знаючи K_n , можна розрахувати згладжувальний фільтр.

9.4. Робота однофазного мостового випрямляча на активне навантаження

Мостовий однофазний випрямляч (запропонований Грецем) складається з трансформатора, що має одну вторинну обмотку, та чотирьох випрямних діодів, з'єднаних у мостову схему. Схему випрямляча зображено на рис. 9.6.

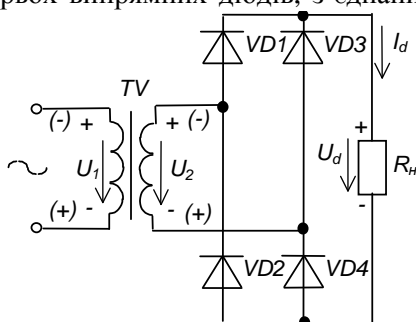


Рис. 9.6 – Однофазний мостовий випрямляч

Діоди $VD1$, $VD3$ складають **катодну групу**, $VD2$, $VD4$ – **анодну** (за назвою з'єднаних між собою електродів). При цьому в одну діагональ моста (діагональ постійного струму) увімкнено навантаження, а до другої діагоналі (діагоналі змінного струму) підімкнена вторинна обмотка трансформатора.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди – один із анодної і один із катодної груп.

За полярності, вказаної без дужок, це діоди $VD1$, $VD4$, а діоди $VD2$, $VD3$ при цьому закриті. За полярності, вказаної у дужках – навпаки. Через навантаження струм завжди тече у одному напрямку.

Часові діаграми роботи випрямляча зображено на рис. 9.7.

Для цієї схеми придатні практично усі розрахункові співвідношення однофазного випрямляча з нульовим виводом за винятком:

$$\begin{aligned} U_{em} &= \frac{\pi}{2} U_d; \\ I_2 &= 1,11 I_d; \\ S_T &= 1,23 P_d. \end{aligned} \quad (9.14)$$

Аналізуючи схеми обох вищезрозглянутих випрямлячів, можна зазначити деякі переваги мостового випрямляча порівняно з випрямлячем з нульовим виводом. Зокрема те, що за однакових U_d зворотна максимальна напруга на діоді у два рази нижча, краще використовується потужність трансформатора, простіша його конструкція.

Недоліком мостової схеми є подвійна кількість випрямних діодів, що, як правило, несуттєво завдяки незначним габаритам діодів та їхній відносно низькій вартості.

Тільки при випрямленні малих напруг (до 10 В) важливим є те, що у мостовій схемі струм завжди протікає через два діоди, а у схемі з нульовим виводом через один. Тому тут падіння на ключах (до одного вольт на одному діоді) у два рази менше: маємо більший к.к.д.

Часто, наприклад, для живлення операційних підсилювачів, необхідно мати два джерела напруги рівної за значенням, але з протилежною полярністю. У цьому випадку доцільно використовувати випрямну схему, зображену на рис. 9.8 – **двополярний випрямляч**. Він являє собою два однофазних випрямлячі з нульовим виводом, вихідні напруги яких увімкнено послідовно ($VD1$, $VD3$ – діоди одного випрямляча, а $VD2$, $VD4$ – другого).

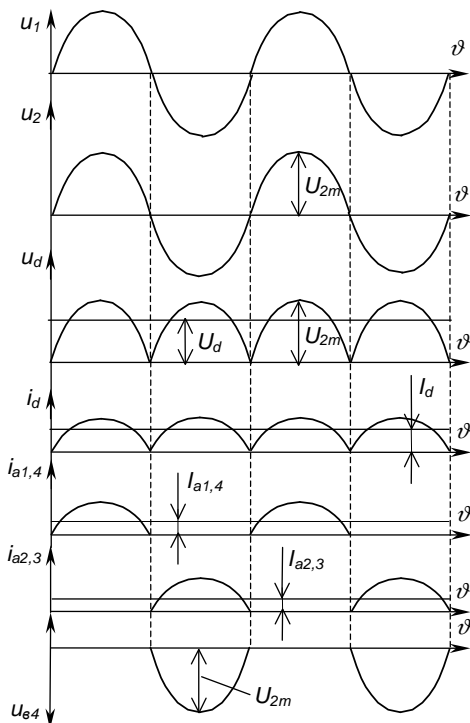


Рис. 9.7 – Часові діаграми роботи однофазного мостового випрямляча

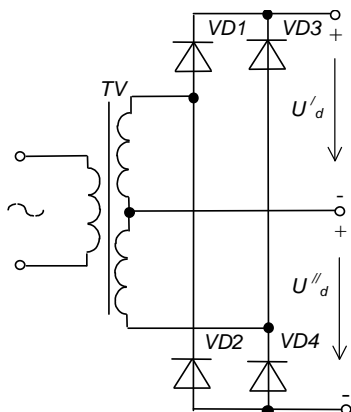


Рис. 9.8 – Двополярний випрямляч

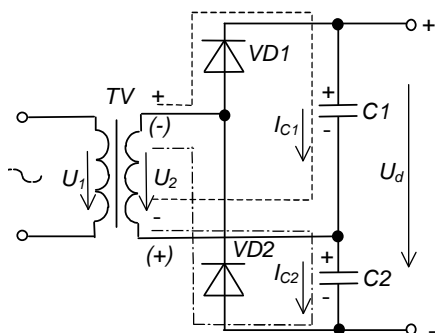


Рис. 9.9 – Подвоювач напруги

Якщо у схемі мостового випрямляча (див. рис. 9.6) замінити діоди $VD3$ і $VD4$ на конденсатори, як це показано на рис. 9.9, отримаємо **подвоювач напруги** (схема Латура).

З рисунку видно, що, при різних полярностях напруги на вторинній обмотці трансформатора маємо два шляхи протікання струмів: один з них (I_{C1}) заряджає конденсатор C_1 , а другий (I_{C2}) – конденсатор C_2 . Оскільки вихідна напруга U_d знімається з послідовно увімкнених конденсаторів, то маємо (для режиму холостого ходу):

$$U_d = U_{C1} + U_{C2} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2} U_2. \quad (9.15)$$

Зазначимо, що схеми, де половину елементів складають вентиля, а половину інші елементи, називають **півмостовими схемами**.

9.5. Трифазні випрямлячі

Для живлення навантажень середньої і великої потужності використовують **трифазні випрямні схеми**, що мають у порівнянні з однофазними ряд переваг:

- краще використовуються вентиля за струмом;
- суттєво нижчий коефіцієнт пульсацій;
- ефективне використання габаритної потужності трансформатора;
- більш ефективне використання згладжувальних фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підмикаються через трифазні трансформатори, обмотки яких вмикаються зіркою або трикутником.

Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів:

- однопівперіодна з нульовим виводом (схема Міткевича);
- двопівперіодна мостова (схема Ларіонова).

9.5.1. Схема Міткевича

Однопівперіодну схему з нульовим виводом (схему Міткевича) зображено на рис. 9.10.

Ця схема складається із трифазного трансформатора VT , випрямних діодів $VD1$ - $VD3$ та навантаження R_H , що вмикається між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазних однопівперіодних випрямлячі, увімкнені паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватись як зіркою, так і трикутником (забезпечуючи, наприклад, підмикання до мережі з фазною напругою 220 чи 127 вольт), а вторинні – лише зіркою.

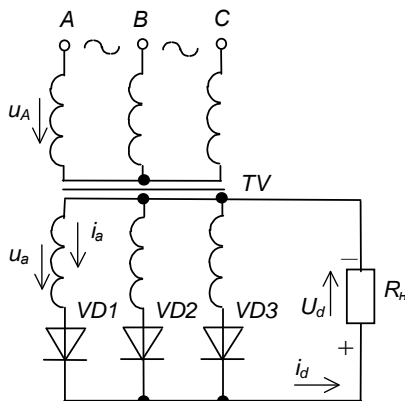


Рис. 9.10 – Трифазна схема з нульовим виводом (схема Міткевича)

Випрямні діоди працюють по черзі. За період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до анода якого на даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга.

Роботу схеми Міткевича ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.11.

Як впливає із діаграм, наприклад, на інтервалі ϑ_1 - ϑ_2 найбільша позитивна напруга є на вторинній обмотці фази трансформатора a , тому у провідному стані тут знаходиться діод $VD1$. Зате на інтервалі ϑ_2 - ϑ_3 він закритий лінійною напругою u_{ab} або u_{ac} (даний інтервал відповідає заштрихованій скісними лініями ділянці діаграми u_2): анод має потенціал фази u_a , а катод – потенціал фази, що знаходиться у провідному стані – u_b або u_c .

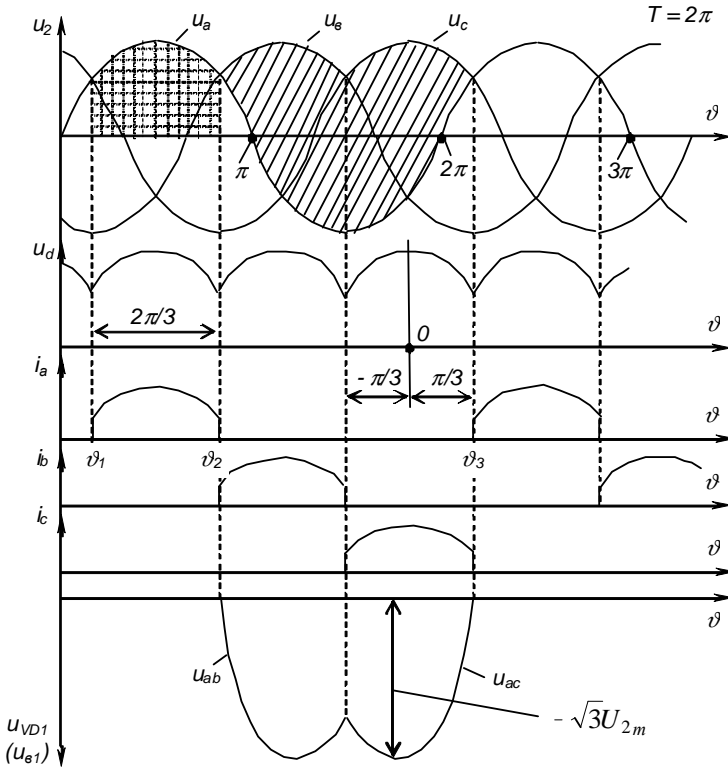


Рис. 9.11 – Часові діаграми роботи схеми Міткевича

Виведемо основні розрахункові співвідношення для схеми Міткевича, для чого розглянемо діаграму напруги на навантаженні u_d на інтервалі $(-\pi/3) \div 0 \div (+\pi/3)$.

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \sqrt{3} = 1,17 U_{2\phi}, \quad (9.16)$$

де $U_{2\phi}$ – фазна напруга вторинної обмотки трансформатора.

$$\text{Тоді} \quad U_{2\phi} = 0,85 U_d. \quad (9.17)$$

Максимальна напруга на діоді:

$$U_{em} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,45 U_{2\phi}. \quad (9.18)$$

Середнє значення струму через діод:

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (9.19)$$

Коефіцієнт трансформації трансформатора:

$$n = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}} = \frac{U_{1\phi}}{0,85U_d}. \quad (9.20)$$

де $U_{1\phi}$ – фазна напруга первинної обмотки трансформатора.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m = 3$):

$$k_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25. \quad (9.21)$$

Частота пульсації випрямленої напруги в три рази перевищує частоту мережі.

Недоліком цієї схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-якої однофазної схеми, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і у одному напрямку, тобто цей струм має постійну складову. Це вимагає використання трансформатора із підвищеним перерізом магнітопроводу (підвищеної габаритної потужності)

$$S_T = 1,35P_d. \quad (9.22)$$

9.5.2. Схема Ларіонова

Трифазну мостову (двотактну) схему (схема Ларіонова) зображено на рис. 9.12. У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть вмикатися як зіркою, так і трикутником. Можливість вмикання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у $\sqrt{3}$ раз.

Надалі будемо розглядати схему при вмиканні первинних і вторинних обмоток у зірку.

Тут шість випрямних діодів, увімкнених у трифазну мостову схему, утворюють дві **групи: анодну** – $VD1, VD2, VD3$ та **катодну** – $VD4, VD5, VD6$.

Навантаження вмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, підімкнених

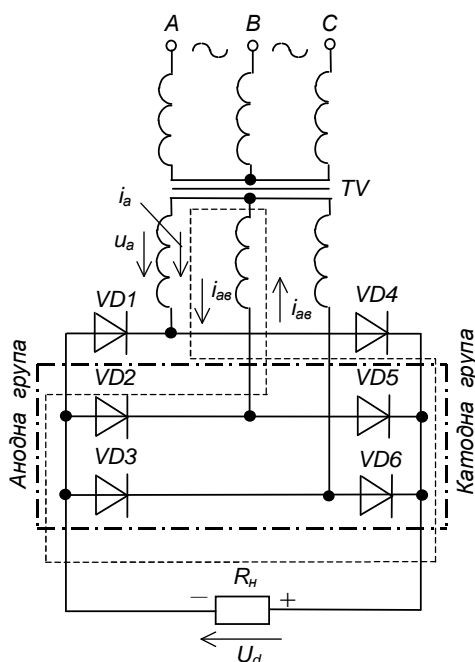


Рис. 9.12 – Трифазна мостова схема (схема Ларіонова)

до лінійних (у даному разі) вторинних напруг і паралельно до навантаження. Один із таких мостів на схемі обведено штрих-пунктирною лінією.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один із анодної групи і один з катодної. Причому струм в схемі протікає від фази з найбільш позитивною на даний момент напругою до фази з найбільш негативною напругою, як, наприклад, струм i_{ae} у момент часу, що відповідає ϑ_1 , показаний на часових діаграмах, що ілюструють роботу схеми і наведені на рис. 9.13. На діаграмі u_d також вказано проміжки, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

Час протікання струму че-

рез кожний із діодів відповідає $2\pi/3$.

Струм навантаження у даній схемі викликаний лінійною напругою.

Основні розрахункові співвідношення можна отримати із часової діаграми випрямленої напруги, наведеної на рис. 9.14:

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{3} \sqrt{2} U_{2\phi} \cos \vartheta d\vartheta = 2,34 U_{2\phi}; \quad (9.23)$$

$$U_{2\phi} = 0,425 U_d; \quad (9.24)$$

$$U_{em} = \sqrt{3} \sqrt{2} U_{2\phi}; \quad (9.25)$$

$$I_a = \frac{I_d}{3}; \quad (9.26)$$

$$K_n = \frac{2}{m^2 - 1} = \frac{2}{35} \approx 0,057 \quad (\text{для } m = 6). \quad (9.27)$$

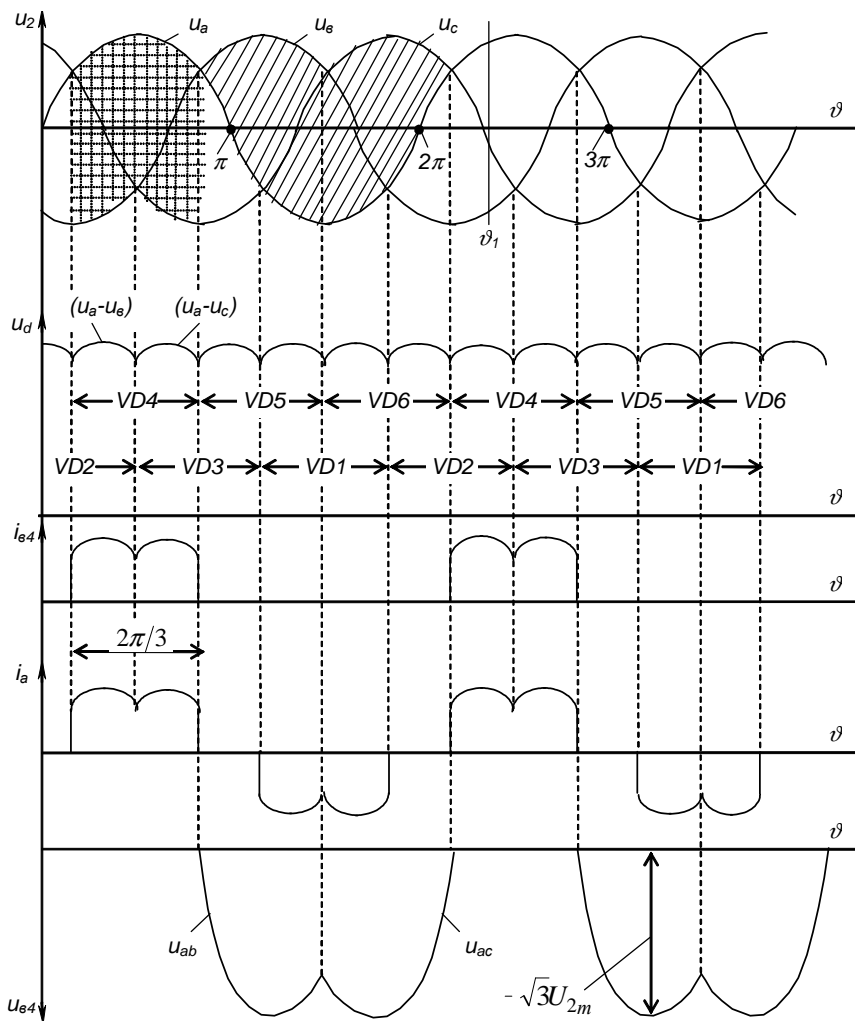


Рис. 9.13 – Часові діаграми роботи схеми Ларіонова

Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі у шість разів.

Встановлена потужність трансформатора:

$$S_T = 1,05 P_d . \quad (9.28)$$

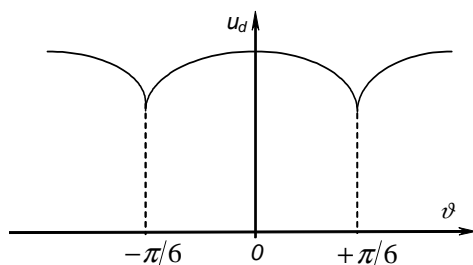


Рис. 9.14 – Розрахункова часова діаграма випрямленої напруги схеми Ларіонова

У цій схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу, оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм протікає двічі, причому у різних напрямках (див. діаграму i_a на рис. 9.13).

Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

1) за рівних фазних напруг середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);

2) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж 6 %), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без фільтра;

3) краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова в два рази більша, але, як було зазначено вище, на даний час це несуттєво (за винятком випрямлення малих за значенням напруг), оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, що у схемі Міткевича повинен бути приблизно на 40 % потужнішим.

9.6. Згладжувальні фільтри

9.6.1. Основні поняття про фільтри

Згладжувальні фільтри використовуються для зниження рівня пульсації випрямленої напруги до такого, що забезпечує нормальну роботу навантаження.

Найширше використання мають **пасивні згладжувальні фільтри**, що будуються на реактивних елементах, які мають властивість накопичувати електричну енергію – дроселях і конденсаторах. Кількість накопиченої енергії відповідно становить:

$$W_L = \frac{LI^2}{2}; \quad W_C = \frac{CU^2}{2}.$$

Індуктивний фільтр – це дросель, що вмикається послідовно з навантаженням. Фактично, разом з навантаженням, він являє собою частотно-залежний дільник напруги.

Ефект фільтрації наявний тоді, коли опір дроселя ωL змінний складовий пульсуючого струму з найнижчою частотою значно перевищує активний опір навантаження R_n . Тоді вся постійна напруга прикладається до R_n (її падіння напруги на ідеальному дроселі відсутнє), а змінні складові діляться між R_n і ωL .

Ємнісний фільтр – це конденсатор, що вмикається паралельно навантаженню. За умови, що опір конденсатора $1/\omega C$ для складової пульсуючого струму з найнижчою частотою значно менший опору навантаження R_n , забезпечується шунтування навантаження за змінним струмом: постійний струм увесь протікає через R_n (конденсатор постійного струму не проводить), а змінні складові розподіляються між R_n і $1/\omega C$.

Схеми цих фільтрів зображені на рис. 9.15.

Поряд із простими фільтрами використовуються складні, що являють собою сполучення певним чином увімкнених дроселів та конденсаторів.

Найширшого використання набули Г-подібні LC-фільтри (одноланкові або багатоланкові), зображені на рис. 9.16.

На рис. 9.17 зображено схему П-подібного LC-фільтра.

Фільтри, показані на рис. 9.15,б та рис. 9.17 мають ємнісні входи,

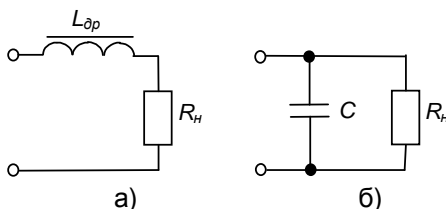


Рис. 9.15 – Індуктивний (а) і ємнісний (б) фільтри

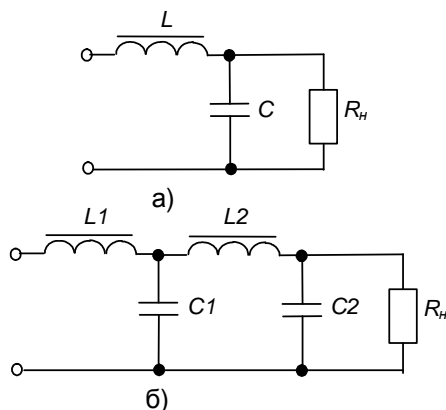


Рис. 9.16 – Г-подібні LC-фільтри: одноланковий (а) і дволанковий (б)

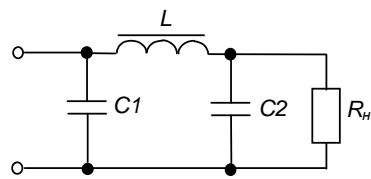


Рис. 9.17 – П-подібний LC-фільтр

решта – індуктивні.

Ефективність роботи фільтра визначається **коефіцієнтом згладжування**:

$$K_{зг} = \frac{K_{пex}}{K_{пвix}}, \quad (9.29)$$

що показує, наскільки зменшується пульсація на виході фільтра $K_{пвix}$ відносно пульсації на його вході $K_{пex}$.

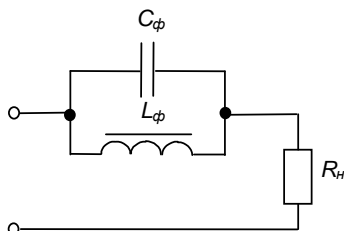


Рис. 9.18 – Резонансний «фільтр-пробка»

Існують також **резонансні фільтри**. Схему одного з таких фільтрів, так званого «**фільтра-пробки**», наведено на рис. 9.18.

Тут послідовно з навантаженням увімкнено LC -контур, резонансна частота якого

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\phi C_\phi}} \quad (9.30)$$

Як правило, $\omega_0 = \omega_m = 2\pi f_m$. Опір контуру на цій частоті теоретично нескінченний, тому напруга з цією частотою до навантаження не прикладається, бо вона падає на контурі.

Якщо паралельно до R_n підімкнути послідовний резонансний контур, опір якого на резонансній частоті теоретично нескінченно малий, отримаємо «**фільтр-дірку**», що шунтує навантаження для складової з частотою ω_0 .

Роботу фільтрів з індуктивними входами розглянемо на прикладах випрямлячів, що працюють на активно-індуктивне навантаження, а фільтрів з ємнісними входами – на прикладах випрямлячів, що працюють на активно-ємнісне навантаження, оскільки вид входу фільтра визначає характер навантаження випрямляча (вентильної схеми) – відповідно активно-індуктивне чи активно-ємнісне.

9.6.2. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-ємнісне навантаження

Навантаження випрямлячів має активно-ємнісний характер при використанні згладжувальних фільтрів з ємнісним входом. Робота випрямляча у цьому випадку має специфічний характер: він працює на

протиелектрорушійну силу (проти-е.р.с.). Схему такого випрямляча зображено на рис. 9.19.

Тут завдяки ємнісному фільтру напруга на навантаженні R_n має згладжений характер, а заряджений конденсатор C_ϕ виступає як джерело проти-е.р.с.

У результаті цього діоди $VD1$ або $VD2$ знаходяться у провідному стані лише тоді, коли $u_2 > u_{C\phi}$.

На рис. 9.20 наведено часові діаграми роботи випрямляча.

На інтервалі (1)-(2) напруга u_{21} перевищує $u_{C\phi}$ і діод $VD1$ знаходиться у провідному стані, струм через нього

$$i_{a1} = \frac{u_{21} - u_{C\phi}}{R_\Sigma}, \quad (9.31)$$

де R_Σ – внутрішній опір випрямляча.

Струмом i'_C що є частиною струму i_{a1} , заряджається C_ϕ (інша частина i_{a1} є струмом i_d , який тече через навантаження).

На інтервалі (2)-(3) вторинна напруга нижча за напругу на конденсаторі ($u_{22} < u_{C\phi}$), діоди закриті і C_ϕ розряджається струмом

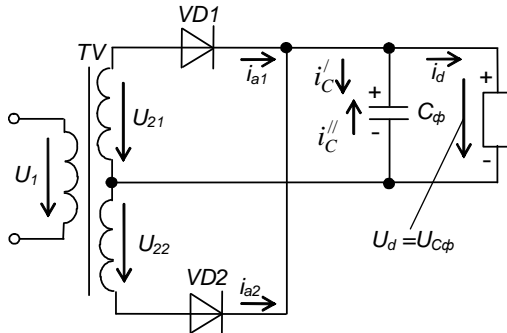


Рис. 9.19 – Однофазний двопівперіодний випрямляч з активно-ємнісним навантаженням

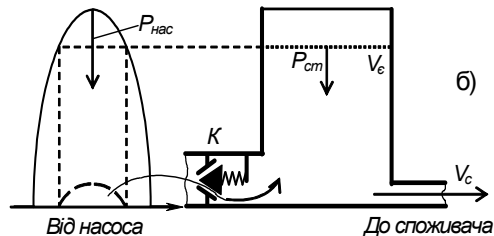
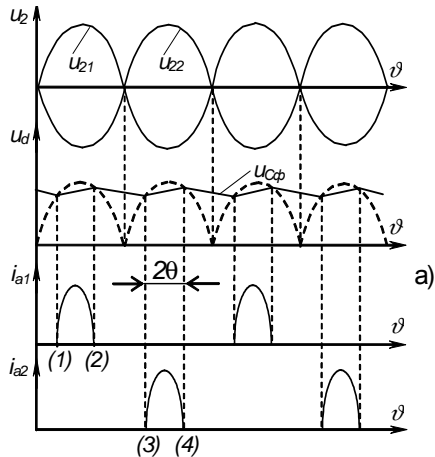


Рис. 9.20 – Часові діаграми роботи (а) та гідравлічна модель (б) випрямляча з активно-ємнісним навантаженням

$i_C^{//}$ через навантаження.

На інтервалі (3)-(4) $u_{22} > u_{C\phi}$, у провідному стані знаходиться діод VD2, через нього тече струм i_{a2} , частина якого також заряджає C_ϕ і т.д.

Внаслідок такої роботи ємності C_ϕ напруга на навантаженні згладжується, що видно з часової діаграми $u_{C\phi} = u_d$. Чим більша ємність C_ϕ , тим більший ефект згладжування напруги u_d .

Гідравлічну модель ємнісного фільтра показано на рис. 9.20,б. Тут в трубу, через яку від насоса порціями подається рідина, вмонтовано клапан K (див. рис. 2.3,б) і ємність об'ємом V_c , що значно перевищує об'єм рідини V_c , споживаний у одиницю часу. Тепер, якщо тиск з боку насоса $P_{нас}$ перевищує тиск стовпа рідини P_{cm} , ємність наповнюється через відкритий клапан. Коли ж $P_{нас}$ менший за P_{cm} , клапан закривається і запобігає витіканню рідини з ємності у бік насоса. А струмінь рідини у бік споживача тече безперервно.

Основні співвідношення для випрямляча з активно-ємнісним навантаженням (тут половина кута, протягом якого діод знаходиться у провідному стані, називається **кутом відсічки** θ):

$$K_n = \frac{1}{\omega\tau}; \quad \tau = R_n C_n; \quad (9.32)$$

$$\tau = (5 \div 10) \frac{1}{f_c}; \quad f_c = mf_m; \quad (9.33)$$

$$\omega = 2\pi f_c; \quad (9.34)$$

$$u_{21} = U_{21m} \cos\theta. \quad (9.35)$$

Під час заряду конденсатора, коли $(-\theta \leq \vartheta < +\theta)$,

$$U_{C\phi} = U_d = U_{21m} \cos\theta.$$

Струм навантаження (його середнє значення) становить:

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} \frac{U_{21m}}{R_\Sigma} (\cos\vartheta - \cos\theta) d\vartheta = \frac{2U_{21m}}{\pi R_\Sigma} (\sin\theta - \theta \cos\theta). \quad (9.36)$$

Оскільки
$$U_{21m} = \frac{U_d}{\cos\theta},$$

то
$$I_d = \frac{2U_d}{\pi R_\Sigma} (tg\theta - \theta) = \frac{2U_d}{\pi R_\Sigma} A(\theta), \quad (9.37)$$

де величина $A(\theta)$ є функцією кута відсічки. Її можна визначити з виразу:

$$A(\theta) = \frac{\pi R_{\Sigma}}{2} \cdot \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi R_{\Sigma}}{2 R_n}. \quad (9.38)$$

Опір R_n відомий, а R_{Σ} вибирається орієнтовно, залежно від потужності трансформатора та типу вентилів випрямляча.

Знайшовши значення $A(\theta)$, визначають кут відсічки θ з виразу:

$$A(\theta) = \operatorname{tg} \theta - \theta. \quad (9.39)$$

Усі основні електричні параметри схеми можна виразити як функцію кута відсічки або $A(\theta)$.

Так максимальний струм вентиля:

$$I_{am} = \frac{I_d}{2} F(\theta), \quad (9.40)$$

де

$$F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} - \quad (9.41)$$

коефіцієнт максимального струму.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_{21} = 0,5 I_d D(\theta), \quad (9.42)$$

де

$$D(\theta) = \frac{\sqrt{\pi[\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} - \quad (9.43)$$

коефіцієнт форми струму (показує, наскільки форма даної кривої відрізняється від прямокутної).

Діюче значення е.р.с. вторинної обмотки:

$$U_2 = U_d B(\theta), \quad (9.44)$$

де

$$B(\theta) = \sqrt{2} \frac{1}{2 \cos \theta} - \quad (9.45)$$

коефіцієнт фазної е.р.с.

Зазвичай, функції $F(\theta)$, $D(\theta)$ і $B(\theta)$ залежно від $A(\theta)$ подають у вигляді графіків, що значно спрощує розрахунок випрямляча із активним навантаженням.

Повна потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = 2 U_2 I_2 = U_d I_d B(\theta) D(\theta). \quad (9.46)$$

9.6.3. Робота однофазних двопівперіодних випрямлячів на активно-індуктивне навантаження

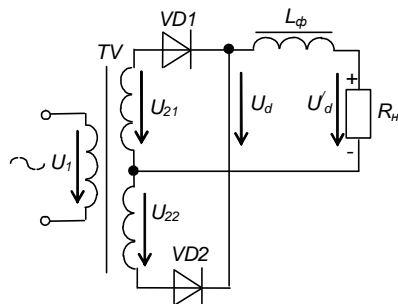
Як було зазначено вище, використання фільтрів з індуктивним входом призводить до того, що навантаження випрямляча має активно-індуктивний характер. Такий же характер носить навантаження при підмиканні до випрямляча обмоток електричних машин, котушок контакторів, реле і т. п.

Вмикання у коло випрямляча індуктивності призводить до того, що при переході випрямленої напруги через нуль струм у колі не дорівнює нулю, а визначається електромагнітною енергією, що була накопичена індуктивністю. Внаслідок цього струм у навантаженні має згладжений характер.

На рис. 9.21 зображено схему однофазного випрямляча з нульовим виводом, що працює на активно-індуктивне навантаження та його гідравлічну модель.

Спрощена гідравлічна модель індуктивного фільтра

може бути такою: в трубу, через яку від насоса порціями подається рідина, вмонтовано клапан K (див. рис. 9.21,б), а частина труби, зображена штриховими лініями, виконана з еластичного матеріалу – вважатимемо, що вона являє собою гідравлічний дросель. Тепер, якщо тиск з боку насоса $P_{нас}$ перевищує тиск з боку дроселя P_L , клапан пропускає рідину і еластичний дросель, розширюючись, наповнюється до об'єму V_L . Коли ж $P_{нас}$ стає меншим за P_L , клапан закривається і запобігає витіканню рідини з дроселя у бік насоса. А струмінь рідини у бік споживача тече безперервно.



$$\omega_{(1)} L_{\phi} \gg R_n; \quad \omega_{(1)} = 2\pi f_m;$$

$$(m=2); \quad R_{\phi}=0; \quad U_d = U_d'$$

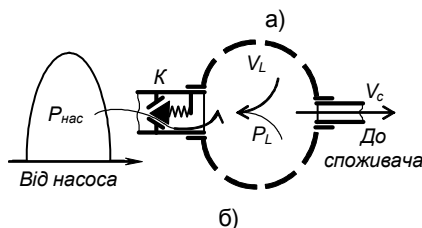


Рис. 9.21 – Однофазний випрямляч з активно-індуктивним навантаженням (а) та його гідравлічна модель (б)

На жаль, ця модель не дозволяє проілюструвати незмінність струму в обмотці трансформатора і через вентиль. Це можна показати на механічній моделі, що нею може слугувати вузол електромеханічної системи гарантованого живлення електроспоживачів, який складається з електродвигуна, що обертає масивний маховик (аналог нашого дроселя) і ротор генератора, від якого живиться навантаження. У разі зникнення живлення електродвигуна маховик, за рахунок накопиченої кінетичної енергії, деякий час продовжує по інерції обертатись, обертуючи як ротор генератора, так і ротор електродвигуна. За цей час система керування підмикає електродвигун до резервного джерела живлення і живлення споживачів не переривається.

На рис. 9.22 наведено часові діаграми роботи випрямляча з активно-індуктивним навантаженням. Розрахунок параметрів схеми, як і раніше, ведеться за припущень, що діод ідеальний, а провідники не мають опору.

Вихідні дані: U_1, f_m, U_d, I_d, R_n .

Розрахункові параметри:

$$U_2, n, I_a, I_{am}, U_{em}, I_1, I_2, S_T, K_n.$$

Розрахунок ведеться за такими виразами:

$$R_\phi \approx 0; \quad (9.47)$$

$$\omega_{(1)} L_\phi \gg R_n; \quad (9.48)$$

$$U_d = U'_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_2 \sqrt{2} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2; \quad (9.49)$$

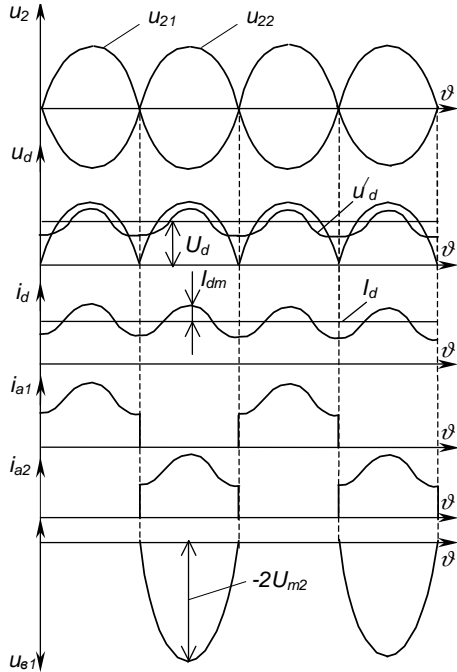


Рис. 9.22 – Часові діаграми роботи однофазного випрямляча з активно-індуктивним навантаженням

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,11 U_d ; \quad (9.50)$$

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{1,11 U_d} ; \quad (9.51)$$

$$I_a = \frac{I_d}{2} ; \quad (9.52)$$

$$I_{am} \approx I_d ; \quad (9.53)$$

$$U_{em} = 2U_2\sqrt{2} = U_d\pi . \quad (9.54)$$

За одержаними з (9.53) і (9.54) значеннями вибирають тип вентилів.

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\vartheta} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} ; \quad (9.55)$$

$$I_1 = \frac{I_d}{n} ; \quad (9.56)$$

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} ; \quad (9.57)$$

$$S_1 = U_1 I_1 = 1,11 U_d I_d ; \quad (9.58)$$

$$S_2 = 2U_2 I_2 = \frac{2}{\sqrt{2}} 1,11 U_d I_d = 1,57 U_d I_d ; S_T = 1,34 U_d I_d . \quad (9.59)$$

Оскільки форма напруги на вході фільтра у мостового однофазного випрямляча та випрямляча з нульовим виводом однакова, основні формули придатні для обох випрямлячів, за винятком того, що для мостової схеми:

$$U_{em} = \frac{\pi}{2} U_d ; I_2 = I_d ; S_T = 1,11 U_d I_d . \quad (9.60)$$

Коефіцієнт згладжування фільтра:

$$K_{зг} = \frac{K_{нх}}{K_{вих}} ; K_{нх} = \frac{U_{m(1)}}{U_d} ; K_{вих} = \frac{U'_{m(1)}}{U'_d} . \quad (9.61)$$

Для $R_\phi = 0 ; U_d = U'^d .$

Коефіцієнт фільтрації K_ϕ :

$$K_\phi = \frac{U_{m(1)}}{U'_{m(1)}} , \quad (9.62)$$

де $U_{m(1)}$ – амплітуда першої (основної) гармоніки.

$$U_{m(1)} = I_{m(1)} \sqrt{R_n^2 + (\omega_{(1)} L_\phi)^2}; \quad U'_{m(1)} = I_{m(1)} R_n; \quad (9.63)$$

$$K_{32} = K_\phi = \frac{\sqrt{R_n^2 + (\omega_{(1)} L_\phi)^2}}{R_n}. \quad (9.64)$$

Оскільки $\omega_{(1)} L_\phi \gg R_n$, то

$$K_{32} \approx \frac{\omega_{(1)} L_\phi}{R_n}. \quad (9.65)$$

Індуктивний фільтр ефективно працює лише за умови малого опору навантаження, коли індуктивність має прийнятні значення. Підвищити

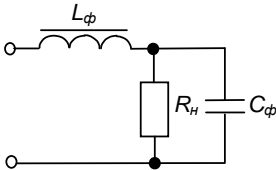


Рис. 9.23 – Ілюстрація підвищення ефективності індуктивного фільтру

вплив індуктивності дроселя на згладжування випрямленої напруги за значних R_n можна, увімкнувши конденсатор великої ємності паралельно навантаженню, як це показано на рис. 9.23. При цьому зменшується опір навантаження фільтра для змінних складових і тоді маємо:

$$\frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi} \ll R_n; R_\phi = 0; K_{32} = \frac{U_{m(1)}}{U'_{m(1)}}; \quad (9.66)$$

$$U_{m(1)} = I_{m(1)} X_{екв} = I_{m(1)} \left(\omega_{(1)} L_\phi - \frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi} \right); \quad (9.67)$$

$$U'_{m(1)} = I_{m(1)} \frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi}; \quad (9.68)$$

$$K_{32} = \left(\omega_{(1)} L_\phi - \frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi} \right) \omega_{(1)} C_\phi = \omega_{(1)}^2 L_\phi C_\phi - 1; \quad (9.69)$$

$$L_\phi C_\phi = \frac{K_{32} + 1}{\omega_{(1)}^2}. \quad (9.70)$$

Якщо

$$\omega_{(1)} L_\phi = (5 \div 10) R_n; \quad \frac{1}{\omega_{(1)} C_\phi} = (0,1 \div 0,2) R_n \quad \text{т} \quad K_{32} \leq 100.$$

За необхідності отримання $K_{32} > 100$, використовують багатоланкові

Г-подібні LC-фільтри. Тоді коефіцієнт згладжування:

$$K_{зг} = K_{зг1} K_{зг2} \dots K_{згn} . \quad (9.71)$$

9.6.4. Деякі особливості роботи фільтрів

Ємнісний фільтр відзначається своєю простотою і дешевизною. Проте у нього, як наслідок переривчастого струму заряду конденсатора, присутнє імпульсне перевантаження за струмом вентилів і обмоток трансформатора у робочому режимі випрямляча (іноді такий вид навантаження трансформатора називають **навантаженням VDCR-типу**). Крім того, переривчасте споживання струму з мережі живлення вносить в неї додаткові гармонійні складові, що вимагає установки додаткових входних фільтрів, які повинні забезпечувати умови **електромагнітної сумісності споживачів** (виключати взаємні завади). Тому ємнісні фільтри використовують тільки за малої потужності навантаження випрямляча.

Індуктивний фільтр, хоча він і більш громіздкий та дорогий, забезпечує безперервність струму, споживаного з мережі, що автоматично виконує умови електромагнітної сумісності споживачів. Тому в потужних випрямлячах використовують саме індуктивні фільтри.

Але у таких режимах роботи випрямляча, коли навантаження різко змінює свій опір, наприклад, якщо воно чи значна його частина повністю вмикається або вимикається, індуктивність фільтра спричиняє перехідні процеси, що супроводжуються різкими змінами значень напруги на навантаженні. Це відбувається тому, що, як відомо, згідно з першим законом комутації, струм у індуктивності не може змінюватись стрибкоподібно. У результаті, при вмиканні навантаження виникає провал напруги на час, доки дросель не накопичить енергію, а при вимиканні – викид напруги на час, доки дросель не витратить накопичену енергію, бо у обох випадках він намагається підтримувати незмінним значення струму, що було до комутації. Наслідком різких змін напруги можуть бути збої у режимах роботи навантаження і навіть вихід його з ладу через перенапругу.

Запобігти зазначеним явищам дозволяє застосування Г-подібного фільтра. Крім, як вже зазначалося, підвищення ефективності фільтра в цілому, наявність конденсатора веде також і до зменшення провалів і викидів напруги на виході фільтра, бо, згідно з другим законом кому-

тації, напруга на конденсаторі (а значить, і на підімкненому паралельно до нього навантаженні) не може змінюватись стрибкоподібно.

Роботу фільтра за перехідних режимів ілюструє рис. 9.24, де на часовій діаграмі суцільною лінією показано напругу на навантаженні при індуктивному фільтрі, а штриховою – при Г-подібному.

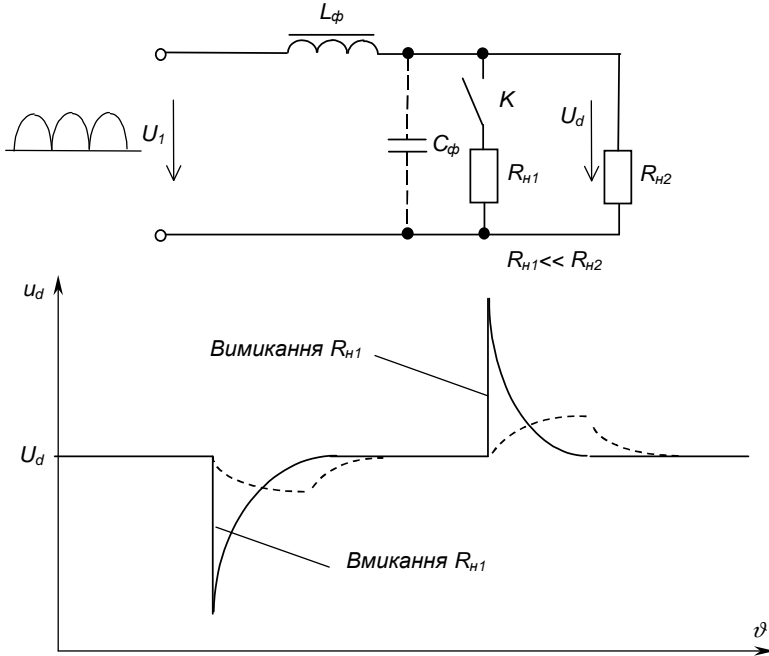


Рис. 9.24 – Робота фільтрів у перехідних режимах

9.7. Зовнішні характеристики випрямлячів

При попередньому розгляді роботи випрямних схем та їхніх основних розрахункових співвідношень ми вважали за ідеальні випрямні діоди, трансформатор і провідники, що з'єднують елементи випрямляча, а тому нехтували їхнім опором. Реально цей опір впливає на роботу пристроїв і його необхідно враховувати.

Реальну залежність напруги на навантаженні від його струму показує **зовнішня характеристика випрямляча**

$$U_d = U_{d0} - I_d (R_a + R_L + R_{np} + R'), \quad (9.72)$$

де U_{d0} – середнє значення напруги на виході випрямляча при х.х. (при вимкненому навантаженні);

I_d – середнє значення струму навантаження;

R_a – приведений до вторинного кола активний опір обмоток трансформатора;

R_L – активний опір дроселя фільтра;

R_{np} – активний опір з'єднуючих провідників;

R' – опір діодів у провідному стані.

Зовнішні характеристики випрямлячів зображено на рис. 9.25.

За зовнішньою характеристикою, знаючи допустиме відхилення напруги на навантаженні від номінального значення $U_{dн}$, можна знайти мінімальне та максимальне значення допустимого струму, тобто допустимий діапазон змін струму навантаження (або навпаки).

На рис. 9.26 показано схему заміщення двообмоткового трансформатора, параметри якої приведені до вторинного кола. Вона ілюструє реальні властивості трансформатора.

На рисунку позначено:

L'_{S1} – індуктивність розсіювання первинної обмотки, зведена до вторинного кола,

$$L'_{S1} = \frac{L_{S1}}{n^2};$$

R'_{a1} – активний опір первинної обмотки, зведений до вторинного кола, $R'_{a1} = \frac{R_{a1}}{n^2};$

L_0 – індуктивність, що враховує струм намагнічування осердя;

R_{a2} – активний опір вторинної обмотки;

L_{S2} – індуктивність розсіювання вторинної обмотки.

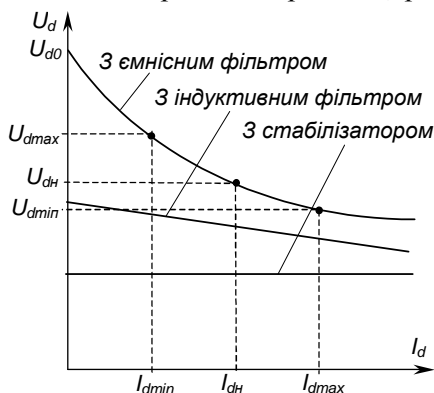


Рис. 9.25 – Зовнішні характеристики випрямлячів

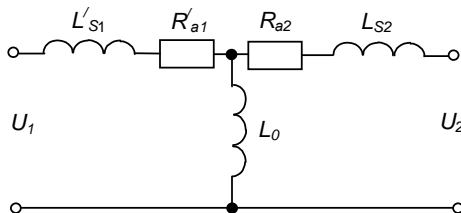


Рис. 9.26 – Схема заміщення двообмоткового трансформатора

9.8. Стабілізатори напруги

Для того щоб забезпечити підтримання напруги на навантаженні на незмінному рівні при змінах напруги мережі або змінах опору навантаження у зазначених межах, а також при дії інших дестабілізуючих факторів, використовують спеціальні пристрої – стабілізатори напруги.

Стабілізатори безперервної дії поділяються на параметричні та компенсаційні.

9.8.1. Параметричні стабілізатори

Параметричні стабілізатори працюють за рахунок зміни власних параметрів електронних нелінійних приладів і можуть виконуватися на основі напівпровідникових приладів, вихідна напруга яких мало залежить від струму, що протікає через прилад, наприклад, на стабілітронах.

Схему найпростішого параметричного стабілізатора зображено на рис. 9.27 (див. також рис. 2.6). Стабілізатор складається із баластного опору R_6 , стабілітрона VD (найширшого використання набули кремнієві стабілітрони) та навантаження R_H .

Напруга стабілізації стабілітрона U_{ct} вибирається рівною номінальній робочій напрузі навантаження U_H .

На рис. 9.28 наведено побудову навантажувальних характеристик стабілітрона. Тут прийнято такі позначення:

1 – ВАХ стабілітрона;

2 – лінія навантаження при I_{ctmin} ;

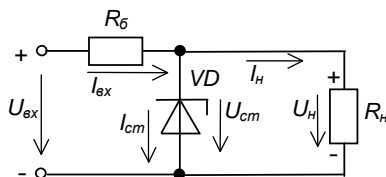


Рис. 9.27 – Параметричний стабілізатор

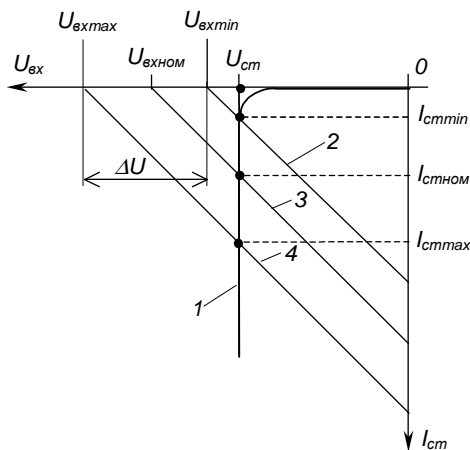


Рис. 9.28 - Побудова навантажувальних характеристик стабілітрона

3 – лінія навантаження при $I_{ctном}$;

4 – лінія навантаження при I_{ctmax} .

Із побудови витікає, що зміна вхідної напруги у межах від U_{exmin} до U_{exmax} не призводить до зміни напруги на навантаженні, що при цьому становить $U_n = U_{ct}$ (якщо не враховувати динамічного опору стабілітрона).

Як правило, задають

$$I_{ctном} = \frac{I_{ctmax} - I_{ctmin}}{2}, \quad U_{ct} = const. \quad (9.73)$$

Вихідними даними для розрахунку елементів схеми є необхідне значення напруги на навантаженні U_n і максимальний струм навантаження I_{nmax} , а також допустимі відхилення напруги мережі живлення.

Необхідно визначити тип стабілітрону (за напругою стабілізації і допустимими струмами стабілізації) і значення та потужність баластного опору.

Зрозуміло, що $U_n = U_{ct}$.

Для забезпечення ефективної роботи стабілізатора бажано вибирати

$$U_{ex} = (2 \dots 3) U_{ct}. \quad (9.74)$$

Якщо опір навантаження має незмінне значення $R_n = const$, то розрахунок схеми зручно проводити аналітично за такими виразами:

$$U_{exmax} = R_{\delta} (I_n + I_{ctmax}) + U_{ct}; \quad (9.75)$$

$$U_{exmin} = R_{\delta} (I_n + I_{ctmin}) + U_{ct}; \quad (9.76)$$

$$\Delta U = R_{\delta} (I_{ctmax} - I_{ctmin}); \quad (9.77)$$

$$R_{\delta} = \frac{\Delta U}{I_{ctmax} - I_{ctmin}}. \quad (9.78)$$

Для того щоб забезпечити працездатність пристрою при змінах опору навантаження від нескінченності (коли воно відімкнене) до мінімального значення

$$R_{nmin} = U_{ct} / I_{nmax}, \quad (9.79)$$

необхідно виконати умови:

$$I_{exmax} = \frac{U_{exmax} - U_{ct}}{R_{\delta}} < I_{ctmax} \quad (\text{що відповідає } R_n = \infty); \quad (9.80)$$

$$I_{ct} = I_{exmin} - I_{nmax} > I_{ctmin} \quad (\text{що відповідає } R_n = R_{min}); \quad (9.81)$$

$$I_{ex\ min} = \frac{U_{ex\ min} - U_{cm}}{R_{\delta}} \geq I_{n\ max} + I_{cm\ min}. \quad (9.82)$$

Значення напруги $U_{ex\ max}$ визначається для найбільшого позитивного відхилення напруги мережі, а значення струму $I_{ex\ min}$ – для найбільшого негативного.

Стабілітрон обирають за значеннями U_{cm} , $I_{cm\ min}$ і $I_{cm\ max}$.

Потужність баластного резистора –

$$P_{R\delta} \geq R_{\delta} I_{ex\ max}^2. \quad (9.83)$$

Ефективність роботи стабілізатора визначається **коефіцієнтом стабілізації**:

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{ex}}{U_{ex\ ном}} : \frac{\Delta U_{вих}}{U_n}; \quad K_{cm} \leq 100, \quad (9.84)$$

де K_{cm} – відношення відносної зміни напруги на вході стабілізатора до відносної зміни напруги на його виході;

ΔU_{ex} – зміни напруги на вході стабілізатора;

$\Delta U_{вих}$ – зміни напруги на виході стабілізатора;

До переваг параметричних стабілізаторів належить їхня простота та надійність у роботі.

Недоліки: відносно низький K_{cm} , неможливість регулювання напруги стабілізації, низький коефіцієнт корисної дії через втрати потужності в R_{δ} .

9.8.2. Компенсаційні стабілізатори

Компенсаційні стабілізатори – це замкнуті системи автоматичного регулювання із жорстким негативним зворотним зв'язком. Основним елементом стабілізатора є так званий регулюючий елемент, змінною опору якого досягають стабілізації напруги на навантаженні.

Регулюючий елемент може вмикатися як паралельно навантаженню (у **стабілізаторах паралельного типу**), так і послідовно з ним (у **стабілізаторах послідовного типу**). На рис. 9.29 наведені структурні схеми стабілізаторів обох типів.

На схемах позначено: PE – регулюючий елемент; Π – підсилювач постійного струму; $ДОН$ – джерело опорної напруги $U_{он}$; R_{δ} – баластний опір; R_n – навантаження.

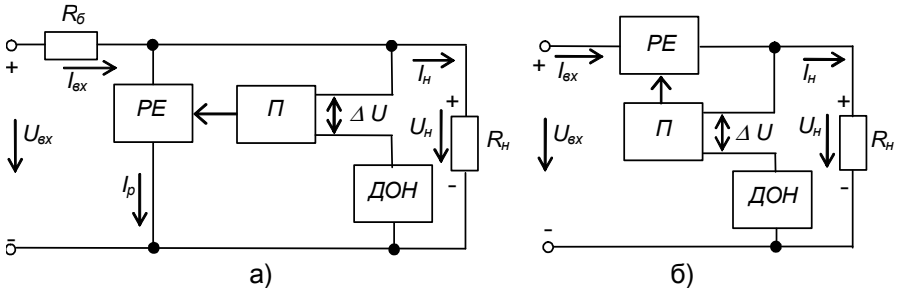


Рис. 9.29 – Структурні схеми компенсаційних стабілізаторів паралельного (а) та послідовного (б) типу

Стабілізатори працюють наступним чином.

На вхід підсилювача Π подається напруга $\Delta U = U_n - U_{on}$ (напруга розузгодження), що після підсилення керує опором PE таким чином, щоб підтримувати напругу на виході стабілізатора незмінною.

Для стабілізатора паралельного типу маємо

$$U_n = U_{ex} - R_6 (I_n + I_p) = const.$$

Надлишок напруги падає тут на R_6 .

Для стабілізатора послідовного типу

$$U_n = U_{ex} - I_n R_{PE} = const.$$

Надлишок напруги в цій схемі падає на PE .

Споживана потужність стабілізатора паралельного типу

$$P_1 = (U_{ex} - U_n)(I_p + I_n) + U_n I_p = I_n (U_{ex} - U_n) + U_{ex} I_p. \quad (9.85)$$

Для стабілізатора послідовного типу

$$P_2 = (U_{ex} - U_n) I_n. \quad (9.86)$$

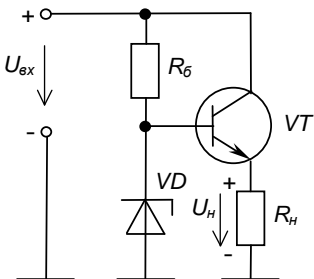


Рис. 9.30 – Простий компенсаційний стабілізатор

Стабілізатор послідовного типу є більш економічним та ефективним і тому набув широкого використання.

Найпростіший компенсаційний стабілізатор послідовного типу можна побудувати на основі параметричного стабілізатора на стабілітроні і емітерного повторювача, як це показано на рис. 9.30.

Тут емітерний повторювач забезпечує підсилення потужності (за рахунок підсилення струму) параметричного стабілізатора.

До речі, якщо замість стабілітрона до схеми ввести конденсатор – отримаємо **активний ємнісний фільтр**, ефективна ємність якого перевищує встановлену у β разів (β – коефіцієнт підсилення транзистора за струмом у схемі з СЕ).

Схему більш складного і потужнішого компенсаційного стабілізатора послідовного типу, що забезпечує можливість регулювання вихідної напруги (напруги на навантаженні), наведено на рис. 9.31.

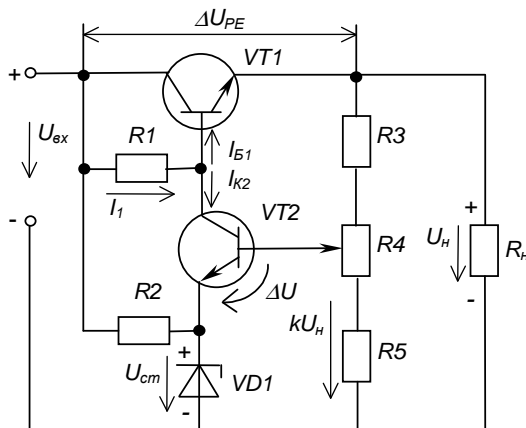


Рис. 9.31 – Компенсаційний стабілізатор
 послідовного типу з регульованою
 вихідною напругою

Тут регулюючим елементом є транзистор $VT1$, а підсилювач сигналу зворотного зв'язку – $VT2$. За джерело опорної напруги править параметричний стабілізатор, виконаний на стабілітроні $VD1$ та резисторі R_2 .

Дільник напруги на резисторах $R_3 - R_5$ з коефіцієнтом ділення k є датчиком сигналу зворотного зв'язку.

Підсилювач сигналу розузгодження $VT2$ під дією напруги $\Delta U = kU_n - U_{ct}$ змінює опір $VT1$ таким чином, щоб підтримувати напругу на навантаженні незмінною:

$$U_u = U_{6x} - \Delta U_{PE} = const. \quad (9.87)$$

Припустимо, що U_{ax} зростає і це повинно призвести до зростання U_n . Тоді також зростає $\Delta U = kU_n - U_{cm}$, що викликає зростання колекторного струму $VT2$ I_{K2} та зменшення базового струму $VT1$, оскільки $I_{B1} = (I_1 - I_{K2})$. Опір $VT1$ зростає, а значить зростає і падіння напруги на ньому ΔU_{pF} , а $U_n = U_{ax} - \Delta U_{pF} = const$ залишається незмінним.

Таким чином, стабільність вихідної напруги підтримується завдяки негативному зворотному зв'язку.

Змінюючи положення регулятора резистора R_4 , можна змінювати вихідну напругу U_{μ} .

$$\text{При } \Delta U \rightarrow 0 \quad kU_n = U_{cm}; \quad U_n = \frac{U_{cm}}{k}. \quad (9.88)$$

Коефіцієнт стабілізації такого стабілізатора може сягати $K_{cm} > 1000$.

Зараз широко використовують стабілізатори напруги компенсаційного типу в інтегральному виконанні з потужністю до 100 Вт. Окрім надзвичайно якісного виконання основної функції (стабілізації напруги), вони, за рахунок введення до складу мікросхеми додаткових вузлів, забезпечують також захист від короткого замикання у навантаженні та від перевантаження (від перевищення температури корпусу). Маючи в своєму складі кілька десятків елементів, такі стабілізатори розміщуються у корпусі звичайного потужного транзистора. Випускаються ІМС стабілізаторів як з фіксованими значеннями вихідної напруги, так і з можливістю її регулювання за допомогою зовнішнього резисторного дільника.

9.9. Стабілізатори струму

Часто виникає необхідність стабілізації значення не напруги на навантаженні, а його струму (наприклад, при заряді акумуляторних батарей, в електрохімічних реакторах і т.п.).

Оскільки реально ми маємо справу з джерелами напруги, постає проблема перетворення джерела напруги у джерело струму.

На рис. 9.32 зображено ВАХ стабілізаторів (джерел) напруги та струму.

На рисунку позначено:

1 – ВАХ ідеального джерела струму;

2 – ВАХ реального джерела струму;

3 – ВАХ ідеального джерела напруги;

4 – ВАХ реального джерела напруги.

Прикладом малопотужного **стабілізатора струму** може слугувати схема, наведена на рис. 9.33.

Значення струму у навантаженні I_n тут визначається значеннями напруги стабілізації U_{cm} стабілітрона VD і опору резистора R_E . Вона становить:

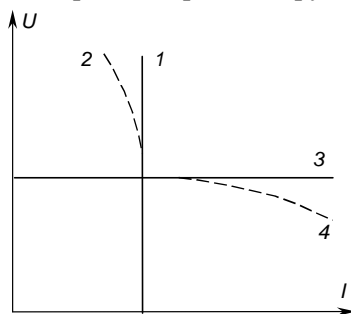


Рис. 9.32 – ВАХ стабілізаторів струму (1, 2) і напруги (3, 4)

$$I_n = \frac{U_{cm} - U_{BE}}{R_E}. \quad (9.89)$$

Це забезпечується тим, що, як відомо, струм колектора біполярного транзистора визначається значенням струму його бази і коефіцієнта підсилення за струмом, але не залежить від напруги в силовому колі – між колектором і емітером у наведеному прикладі, а отже, і від опору навантаження у колі колектора (див. вихідні ВАХ біполярного транзистора на рис. 2.16,б).

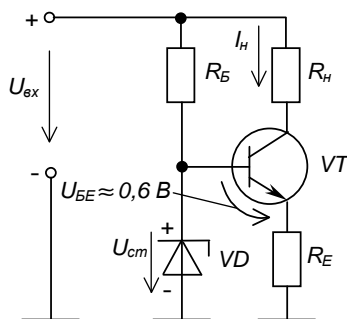


Рис. 9.33 – Стабілізатор струму

Особливою ефективністю при перетворенні джерела напруги у джерело струму із забезпеченням великої потужності відзначаються **електромагнітні (індуктивно-ємнісні) перетворювачі – схеми Бущеро**. Регулювання в них відбувається на стороні змінного струму (виходячи із суті побудови перетворювача, що, звичайно, може бути використаний для живлення навантажень змінного струму).

Найпростішим прикладом індуктивно-ємнісного перетворювача є послідовний LC -контур, схему якого зображено на рис. 9.34.

За певних умов ця схема є перетворювачем джерела напруги у джерело струму, коли струм навантаження I_n не залежить від опору навантаження Z_n , а зумовлюється лише значенням вхідної напруги $U_{вх}$.

Знайдемо ці умови:

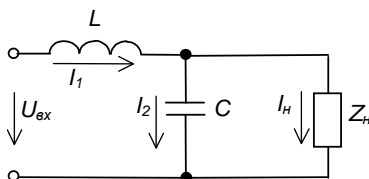


Рис. 9.34 – Найпростіший індуктивно-ємнісний перетворювач

$$\underline{Z}_1 = j\omega L; \quad \underline{Z}_2 = -j \frac{1}{\omega C}; \quad (9.90)$$

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_{вх}}{\underline{Z}_0}; \quad (9.91)$$

$$\underline{Z}_0 = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_n (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_n}; \quad (9.92)$$

$$\underline{I}_n = \frac{\underline{I} \underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_n} = \frac{\underline{U} \underline{Z}_2}{\underline{Z}_0 (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_n)} = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_n}{\underline{Z}_2} (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}. \quad (9.93)$$

Умова перетворення у джерело струму $\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 = 0$, або $\omega L = \frac{1}{\omega C}$.

Тоді $\underline{I}_n = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_1}$.

Ця схема – ідеальний перетворювач за умов відсутності активних втрат у LC -контурі.

Оскільки насправді активні втрати досить суттєві, використовують більш складні схеми індуктивно-ємнісних перетворювачів. Одну з промислових схем зображено на рис. 9.35. Вона складається із стабілізатора змінної напруги, двох магнітозв'язаних дроселів L_1 та L_2 (котушки цих дроселів розміщені на одному магнітопроводі і мають однакову кількість витків), конденсатора C та трансформатора TV .

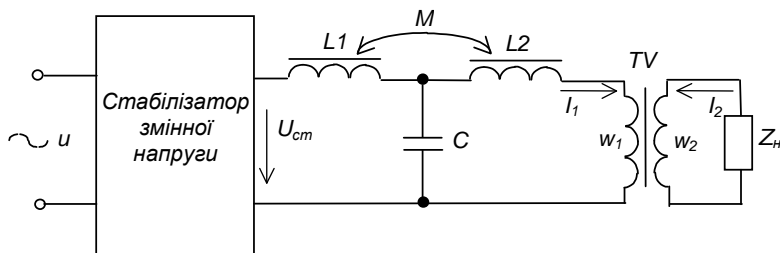


Рис. 9.35 – Промислова схема індуктивно-ємнісного перетворювача

Умова, за якої схема перетворює джерело напруги у джерело струму:

$$\text{коли } \omega L_1 = \frac{1}{\omega C}, \quad I = \frac{U}{Z_{onm}}, \quad \text{а } Z_{onm} = \omega L_1 (1 + K_{зв}). \quad (9.94)$$

Коефіцієнт зв'язку $K_{зв}=0,8 \div 0,9$ відображає ступінь електромагнітного зв'язку дроселів L_1 і L_2 .

Ця схема є джерелом струму, якщо

$$Z_n' \leq Z_{onm}, \quad (9.95)$$

де $Z_n' = n^2 Z_n$ – зведений до первинного кола трансформатора опір на-

вантаження;

$n = w_1/w_2$ – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Підбираючи n , можна досягти виконання умови –

$$n^2 Z_H \leq \omega L_1 (1 + K_{зв}) \quad (9.96)$$

Звідси отримуємо:

$$n = \sqrt{\frac{\omega L_1 (1 + K_{зв})}{Z_H}}. \quad (9.97)$$

9.10. Керовані випрямлячі

9.10.1. Методи і пристрої регулювання напруги постійного струму

У розглянутих нами випрямних схемах у якості вентилів використано діоди, і тому вони є некерованими випрямлячами, бо не дозволяють регулювати значення напруги на навантаженні.

Можливість зміни значення постійної напруги на навантаженні за необхідним законом у заданих межах може бути реалізована за допомогою **керованих випрямлячів**, що будуються на керованих вентилях, наприклад, на тиристорах.

Перед тим, як розглядати конкретні схемні рішення керованих випрямлячів, спочатку познайомимось з основними методами регулювання напруги постійного струму, які, перш за все, можна розподілити на два види: такі, що забезпечують регулювання з боку змінного струму і такі, що забезпечують регулювання з боку постійного струму.

Регулювання з боку змінного струму можливе при використанні випрямних схем на некерованих вентилях, але при цьому необхідно вводити додаткові силові пристрої. Так можна:

1) змінювати значення змінної напруги, що подається на вентиляну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;

2) застосовувати регулятори змінного струму з рухомим струмозмінником (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

З боку постійного струму можливе регулювання безперервними й

імпульсними методами.

При безперервних методах застосовують:

- 1) реостати і дільники напруги;
- 2) компенсаційні регулятори (наприклад, розглянуті нами в пп. 9.8.2 стабілізатори).

Через великі втрати енергії в елементах регулятора (надлишок напруги тут гаситься на увімкнених послідовно з навантаженням елементах, що принципово зумовлює низьке значення к.к.д.), такі методи застосовують в малопотужних регуляторах.

У наш час найуживанішими є **імпульсні методи регулювання**. Це зумовлено отриманням на основі стрімкого розвитку напівпровідникових технологій силових електронних напівпровідникових приладів, що можуть працювати у ключовому режимі за досить високих напруг (тисячі вольт) і частот (десятки і сотні кілогерц) – польові і біполярні транзистори, СІТ-транзистори і БТІЗ, спеціальні види тиристорів.

Оскільки регулюючий елемент при реалізації імпульсних методів працює як ключ, то втрати енергії в ньому мінімальні, що визначає високий к.к.д. перетворювальних пристроїв.

Середнє значення постійної напруги на навантаженні U_d регулюється за цими методами за рахунок зміни співвідношення між тривалостями замкнутого і розімкнутого станів ключа, коли постійна напруга (наприклад, з виходу фільтра некерованого випрямляча) подається на навантаження або ні.

Напруга на виході регулятора має форму прямокутних імпульсів з амплітудою, що дорівнює е.р.с. джерела постійного струму.

Є кілька таких методів регулювання. Розглянемо основні з них.

• **Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР)** полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їх тривалість – ширину. У результаті маємо:

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma, \quad (9.98)$$

де E – е.р.с. джерела постійного струму;

t_i – тривалість імпульсу;

T – період надходження імпульсів;

$$\gamma = \frac{t_i}{T} = (0...1) \text{ – коефіцієнт заповнення.} \quad (9.99)$$

Змінюючи γ , можна змінювати U_d від нуля (при $\gamma = 0$) до E (при $\gamma = 1$).

- При **частотно-імпульсному регулюванні** (ЧІР) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їхній фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E t_i f, \quad (9.100)$$

де f – частота імпульсів.

Мінімальне значення U_d , що наближається до нуля, отримують при частоті $f \rightarrow 0$, а максимальне, що наближається до E , при $f \rightarrow t_i^{-1}$.

- За **комбінованого регулювання** змінюють і період і тривалість імпульсів.

Останній метод найпростіший в реалізації (так, наприклад, працює термо-біметалічний регулятор у прасці), але при регулюванні постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується, як відомо, за допомогою фільтрів, вимагає використання елементів фільтра з масо-габаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧІР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШІР, оскільки регулятор працює на фіксованій частоті.

До речі, ця частота, як правило, у багато разів перевищує частоту мережі змінного струму, що тим більше забезпечує мінімальні параметри елементів фільтра.

У порівнянні з іншими методами, метод ШІР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подавлення радіозавад, що передаються з регулятора в мережу).

Виходячи з наведеного, метод ШІР застосовують найчастіше.

Схему простого імпульсного регулятора наведено на рис. 9.36,а. Тут силовий ключ, дросель і навантаження увімкнуті послідовно.

Дросель L з конденсатором C утворюють Γ -подібний LC -фільтр.

При замкненому ключі K навантаження R_n живиться від джерела постійного струму E (тече струм i_d'), а елементи фільтра накопичують енергію. Коли ключ розімкнутий, то навантаження живиться енергією, накопиченою в дроселі і конденсаторі. Для забезпечення передачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (протікання струму i_d''), в

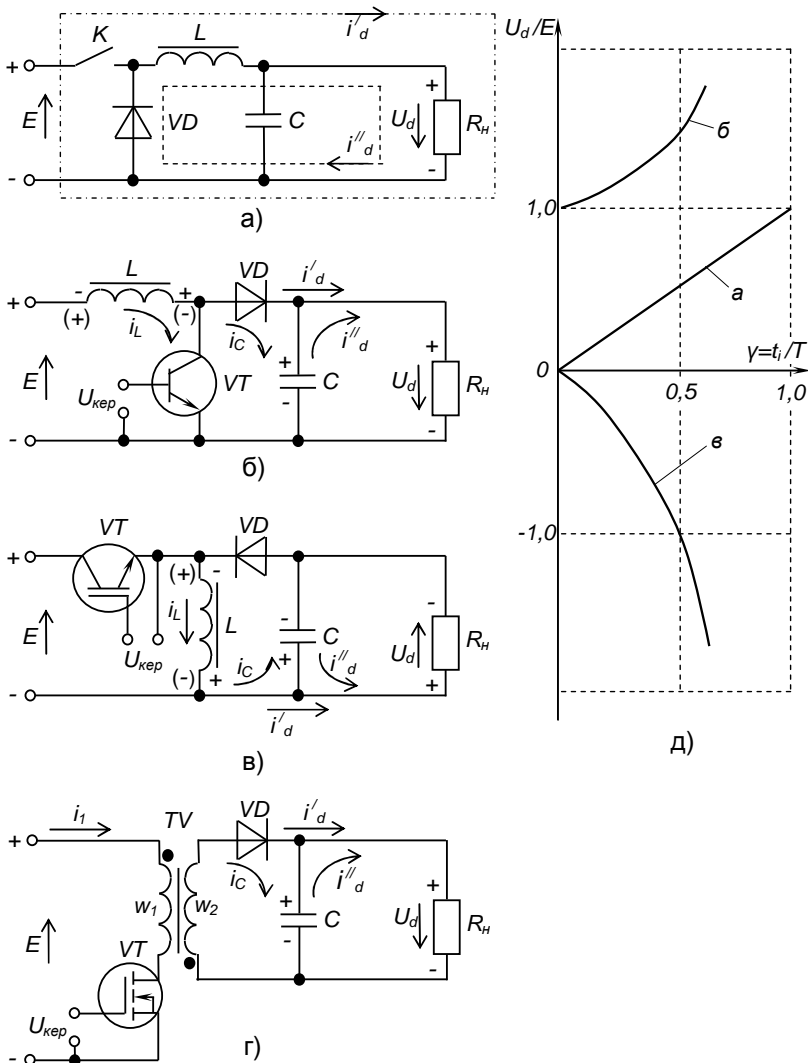


Рис. 9.36 – Імпульсні регулятори напруги постійного струму знижувального (а), підвищувального (б), інвертувального (в) типів і зворотногоходовий (г) та їхні регульовальні характеристики (д)

схему введено діод VD , який називають зворотним. Діапазон регулювання вихідної напруги складає від 0 до значення напруги джерела живлення E .

Наявність LC -фільтру суттєво впливає на електромагнітні процеси в цьому регуляторі. Розглянемо їх детальніше на прикладі роботи регулятора у режимі з неперервним струмом в індуктивності, який є основним для цього типу регулятора.

Припустимо, що напруга U_d є ідеально згладженою. У більшості практичних схем фільтр забезпечує низький рівень пульсації у вихідній напрузі у порівнянні зі її середнім значенням, тому таке припущення є коректним.

У цьому режимі, як було показано вище, відбувається періодична зміна двох станів схеми. Перший стан тривалістю $t_{\text{замк}} = t_i = \gamma T$ (інтервал I) має місце при замкненому ключі K (зазвичай повністю керований), а другий (інтервал II) – при його розімкнутому стані за час $t_{\text{розімк}} = T - t_i = (1 - \gamma)T$ (рис. 9.37,а). Прийняте припущення про ідеальну

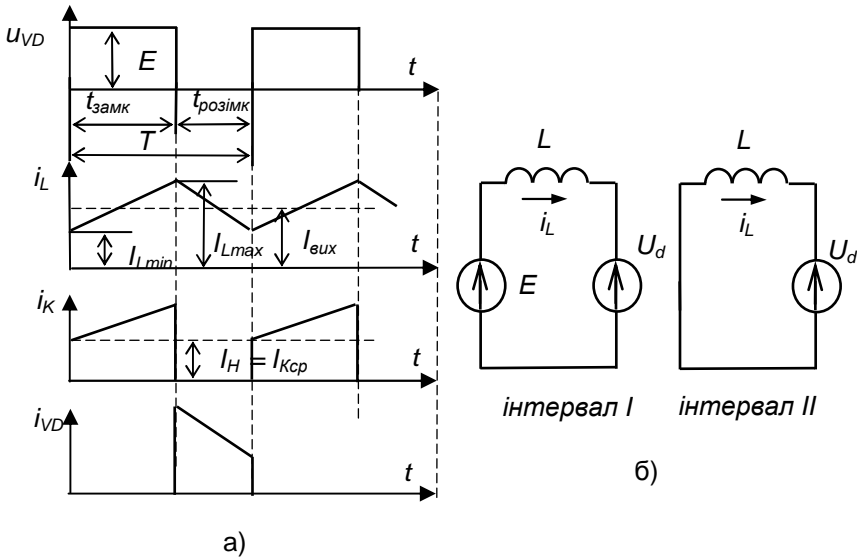


Рис. 9.37 – Діаграма струму та напруги (а) та схеми заміщення (б) імпульсного регулятора у режимі роботи з неперервним струмом у дроселі

згладжену вихідну напругу дозволяє замінити кола конденсатора C та навантаження R_n еквівалентним джерелом напруги U_d . В цьому випадку можна скласти розрахункові схеми силової частини регулятора (рис. 9.37,б).

Зміна струму i_L у сталому стані в інтервалах I та II визначається наступними рівняннями:

інтервал I

$$E - U_d = L \frac{di_L}{dt}; \quad (9.101)$$

інтервал II

$$U_d = -L \frac{di_L}{dt}. \quad (9.102)$$

З (9.101) та (9.102) випливає, що зміна струму i_L відбувається за лінійним законом (рис. 9.37,а):

інтервал I

$$i_L = I_{L\min} + \frac{E - U_d}{L} t; \quad (9.103)$$

інтервал II

$$i_L = I_{L\max} - \frac{U_d}{L} t; \quad (9.104)$$

Середнє значення вихідної напруги U_d при LC - фільтрі буде визначатися так само, як і при активному навантаженні, тобто $U_d = \gamma E$ та

$$I_n = \frac{U_d}{R_n}.$$

Оцінку рівня пульсацій вихідної напруги фільтра можна провести наступним методом. Відповідно до одного із прийнятих визначень пульсацій можна записати

$$\Delta U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих min}}}{2}, \quad (9.105)$$

де $\Delta U_{\text{вих}}$ – абсолютне значення пульсації;

$U_{\text{вих max}}$ та $U_{\text{вих min}}$ – максимальне і мінімальне значення напруги на вході регулятора.

Тоді вираз для коефіцієнта пульсацій матиме вигляд

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_d} 100\%.$$

Якщо прийняти, що змінна складова струму i_L протікає тільки у конденсаторі LC -фільтра, можна вважати, що пульсації напруги на

конденсаторі визначаються змінною складовою струму, і тоді зв'язок зміни заряду ΔQ із струмом може бути представлено у вигляді

$$\Delta Q = 2\Delta U_{\text{вих}} C = \frac{\Delta I_L T}{4}, \quad (9.106)$$

$$\text{де } \Delta I_L = \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{2}.$$

З (9.106) з урахуванням (9.103) та (9.104) отримаємо

$$\Delta U_{\text{вих}} = \frac{ET^2\gamma}{16LC}(1-\gamma). \quad (9.107)$$

Вираз (9.107) дозволяє визначити добуток ємності C конденсатора та індуктивності L дроселя (реактора) вихідного фільтра з умови забезпечення потрібного рівня $K_{\text{п}}$.

Цей регулятор є **регулятором знижувального типу**. Його ще називають **чоппер** (англ. *chopper* – переривач, *back converter*, *step-down converter* – знижувальний перетворювач).

Змінюючи порядок з'єднання елементів регулятора, можна отримати ще дві схеми.

Так схему регулятора з вмиканням дроселя послідовно з навантаженням, а ключа паралельно до нього наведено на рис. 9.36,б. Цей регулятор дозволяє отримати значення напруги на навантаженні U_d більші за напругу джерела живлення E . Тому його називають **регулятором підвищувального типу** або **бустером** (англ. *boost converter*, або *step-up converter* – підвищувальний перетворювач).

Тут при замкненому ключі (оскільки у якості ключа використано біполярний транзистор VT , то замкненому стану ключа відповідає відкритий стан транзистора) дросель L підмикається до джерела живлення E і через нього протікає зростаючий експоненційно струм i_L (перехідний процес). За рахунок цього в дроселі накопичується енергія. Полярність напруги на дроселі вказано у дужках. Після розмикання ключа (при закриванні транзистора VT) відкривається діод VD і конденсатор ємнісного фільтра C заряджається під дією напруги, що дорівнює сумі наруг джерела живлення E і е.р.с. самоіндукції дроселя. Полярність останньої вказано без дужок. Протікають струм заряду конденсатора i_C і струм навантаження i_d' . При наступному замиканні ключа діод закривається під дією напруги на конденсаторі. Дросель знову накопи-

чує енергію, а навантаження живиться за рахунок енергії, накопиченої в конденсаторі – протікає струм i_d'' .

Виходячи з того, що середнє значення напруги на дроселі L за період T дорівнює нулю ($U_{Lcp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L dt = 0$), отримаємо

$$\frac{[E \cdot t_{\text{вкл}} + (E - U_d)t_{\text{вкл}}]}{T} = 0, \quad (9.108)$$

$$\text{або} \quad E\gamma + (E - U_d)(1 - \gamma) = 0. \quad (9.109)$$

Таким чином напруга на навантаженні:

$$U_d = E / (1 - \gamma). \quad (9.110)$$

Схему регулятора з вмиканням дроселя паралельно до навантаження, а ключа послідовно з ним наведено на рис. 9.36,в. Такий регулятор називають **регулятором інвертувального типу** (англ. *buck-boost converter*, бо він дозволяє отримувати на навантаженні наругу з полярністю протилежною до полярності напруги джерела живлення. При цьому значення напруги на навантаженні можуть бути отримані як більші, так і менші за напругу джерела живлення.

При замиканні ключа (яким тут є БТІЗ VT) дросель L підмикається до джерела живлення і, за рахунок протікання струму i_L , в ньому накопичується енергія. Полярність напруги на дроселі вказана у дужках. При розмиканні ключа (закриванні транзистора VT) відкривається діод VD і енергія, накопичена в дроселі, за рахунок протікання струму i_C передається в конденсатор C , а за рахунок протікання струму i_d' в навантаження. При наступному замиканні ключа діод закривається, знову накопичується енергія в дроселі, а навантаження живиться енергією, накопиченою в конденсаторі – через навантаження тече струм i_d'' .

Регульовальні характеристики розглянутих регуляторів показано на рис. 9.36,д, де їх відповідно позначено літерами a , b і v .

Зазначимо, що найчастіше застосовують регулятор згладжувального типу, бо у ньому ефективніше використовуються дросель і конденсатор, що утворюють тут Γ -подібний LC -фільтр. У двох інших маємо лише ємнісний фільтр C , у зв'язку з чим, за однакових вихідних параметрів, в них необхідно встановлювати дроселі з більшою індуктивністю, а конденсатори – з більшою ємністю. А це, у свою чергу, збільшує

інерційність регуляторів і погіршує їхні масо-габаритні та інші показники. Також недоліком підвищувального і інвертувального регуляторів є нелінійність регулювальних характеристик. Зважаючи на вказане, такі регулятори застосовують лише у випадках необхідності отримання на навантаженні значення напруги більшого за напругу джерела живлення, або напруги іншої полярності.

Розглянуті регулятори застосовують у випадках, коли немає потреби у гальванічній розв'язці від мережі живлення. Зазвичай напруга на них надходить з автономних джерел живлення (акумуляторів, гальванічних батарей) або від випрямлячів, що підмикаються до мережі через трансформатор, який і забезпечує гальванічну розв'язку. При цьому класичні мережні трансформатори на 50 Гц мають значні габарити і масу.

Поява високочастотних імпульсних перетворювачів дозволила значно знизити масу і габарити джерел живлення з забезпеченням гальванічної розв'язки між входом і виходом (див. також пп. 11.1.5). В основному застосовують схему **зворотноходового перетворювача – флайбек** (англ. *flyback* – зворотноходовий) наведену на рис. 9.36,г. Трансформатор тут забезпечує гальванічну розв'язку і виконує роль двообмоткового дроселя, що накопичує енергію у первинній обмотці і передає її у навантаження за допомогою вторинної. Його називають накопичуючим трансформатором.

У фазі накопичення енергії транзистор VT відкритий і за рахунок протікання струму i_1 у первинній обмотці w_1 трансформатор TV накопичує енергію.

У момент закриття транзистора настає фаза передачі енергії. Завдяки явищу самоіндукції полярність наруги на вторинній обмотці w_2 змінюється на зворотну і через відкритий діод VD заряджається конденсатор фільтра C і живиться навантаження R_n .

Вторинних обмоток у трансформатора може бути декілька, що забезпечує можливість автономного живлення кількох навантажень.

Особливістю такої схеми є також те, що при короткому замиканні у навантаженні ключовий елемент – транзистор – не виходить з ладу. Провідними фірмами розроблено велику кількість ІМС керування такими регуляторами.

Регулювати вихідну напругу випрямляча можна також, застосовуючи **фазо-імпульсний метод**. При цьому до складу перетворювального пристрою не вводять додаткових силових вузлів, а лише у якості вентилі-

лів випрямної схеми використовують керовані ключі – як правило, тиристори. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги (див. пп. 2.7.2 – кут керування α). Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШПР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут просто не береться від джерела живлення (а не гаситься на баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі – див. пп. 9.8.2). Це в ідеалі (якщо вважати елементи регулятора такими, що не мають, наприклад, опору) за принципом побудови регулятора обумовлює значення к.к.д. у 100 %!

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШПР за високих частот комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали домінуюче застосування при побудові потужних регуляторів. До їх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентильної схеми, а це вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо за великого діапазону регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає установки вхідних фільтрів для забезпечення умов електромагнітної сумісності з іншими споживачами мережі. Крім того, затримка на вмикання вентилів веде до того, що основна гармоніка споживаного з мережі струму має зсув фази по відношенню до напруги мережі. В результаті, навіть за активного навантаження останнє мережею сприймається як активно-індуктивне – погіршується $\cos \phi$.

Тепер зрозуміло, чому в останній час намагаються якнайширше застосовувати регулятори, побудовані за методом ШПР, використовуючи при цьому, як ми вже зазначали, сучасні високочастотні потужні напівпровідникові прилади.

Хоча такі регулятори вимагають введення в схему додаткових силових вузлів, що, зрозуміло, веде до зниження перш за все к.к.д., масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узго-

дження з мережею живлення у них значно кращі.

Наприкінці зазначимо, що електронні регулятори, які не мають рухомих механічних елементів, називають **статичними регуляторами**.

9.10.2. Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом

Роботу **фазо-імпульсного регулятора постійної напруги** розглянемо на прикладі однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, схему якого зображено на рис. 9.38, де позначено $VS1$, $VS2$ – тиристори, $СК$ – схема керування, що забезпечує подачу на тиристори керуючих імпульсів із регульованою затримкою. На рис. 9.39 наведено часові діаграми, що ілюструють роботу випрямляча. Значення випрямленої напруги при куті керування, що змінюється в межах $0 < \alpha < \pi$, становить:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (9.111)$$

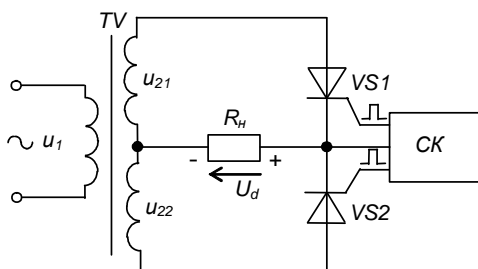


Рис. 9.38 – Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом

Якщо $\alpha = 0$ (некерований режим), то

$$U_{d\alpha} = U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi},$$

звідки
$$U_2 = \frac{U_{d0}\pi}{2\sqrt{2}}.$$

Підстановка цього виразу до формули (9.111) дає

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (9.112)$$

Зверніть увагу на форму напруги на тиристорі u_{VS1} . На відрізку часу, що відповідає куту керування α , він закритий і до нього прикладена напруга u_{21} за позитивної півхвилі, або u_{22} за негативної. Після закінчення відліку α і видачі відповідного керуючого імпульсу, напруга на тиристорі за позитивної півхвилі відсутня, бо він тут працює як замкнений ключ, а за негативної півхвилі дорівнює $(u_{21} + u_{22})$, бо за раху-

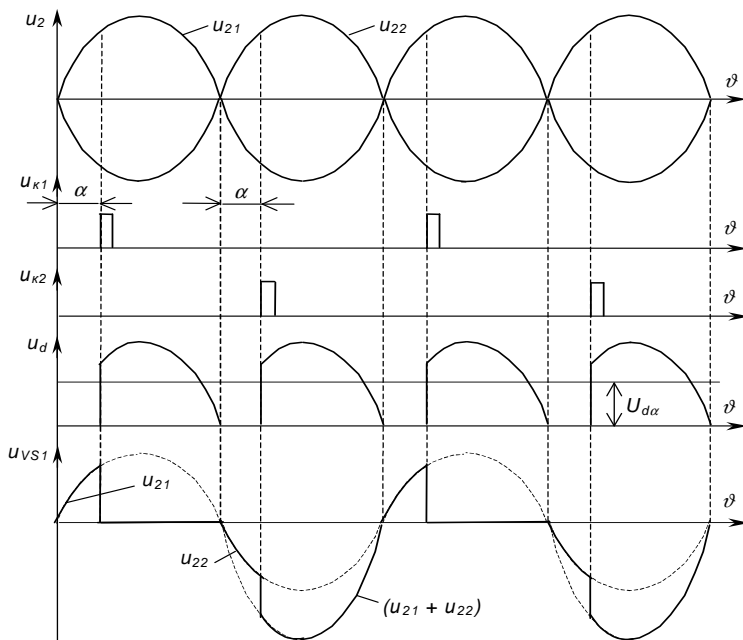


Рис. 9.39 - Часові діаграми роботи однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом

нок того, що другий тиристор знаходиться у відкритому стані, даний закритий виявляється підімкненим до обох півобмоток трансформатора (див. пп. 9.3).

Подібні керовані випрямлячі будують також і на основі трифазних вентилях схем. Закони зміни пульсуючої напруги на виході, а також специфіка роботи вентилів при цьому складніші.

Залежність середньої випрямленої напруги на навантаженні від кута

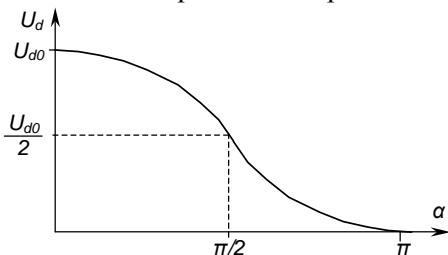


Рис. 9.40 – Регульовальна характеристика керованого випрямляча

та α називається регульовальною характеристикою, що має вигляд косинусоїди, зміщеної на значення $U_{d0}/2$. Регульовальну характеристику наведено на рис. 9.40. Вона нелінійна, бо лінійними змінам кута α відповідають нелінійні зміни площі під

кривою синусоїди.

Керовані випрямлячі широко використовуються для створення регульованих джерел напруги при регулюванні нагрівачів, освітлювальних приладів, швидкості обертання електродвигунів і т.п.

9.10.3. Робота керованого випрямляча на активно-індуктивне навантаження

Як правило, керовані випрямлячі застосовують для живлення потужних навантажень, що часто мають активно-індуктивний характер (індуктивні фільтри у складі випрямлячів, електричні машини постійного струму і т.п.). Здатність індуктивності накопичувати електромагнітну енергію, як уже вказувалося у пп. 9.6.3 та 9.6.4, визначає деякі особливості роботи пристроїв, у тому числі й керованих випрямлячів.

Якщо навантаження керованого випрямляча за схемою, наведеною на рис. 9.38, має індуктивну (досить значну) складову, як це показано на рис. 9.41, то при позитивному півперіоді напруги на вторинній обмотці трансформатора TV у момент часу, що відповідає куту керування α , відбувається вмикання тиристора $VS1$.

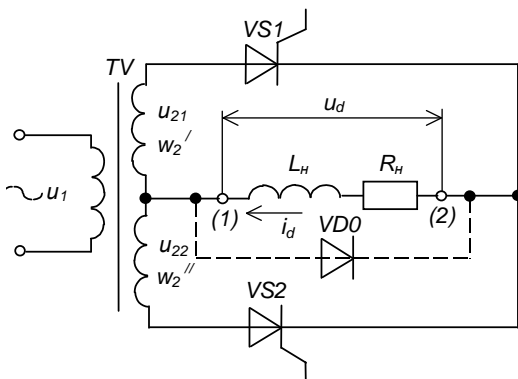


Рис. 9.41 – Однофазний двопівперіодний керований випрямляч з нульовим виводом при активно-індуктивному навантаженні

Однак, після $\vartheta = \pi$, не дивлячись на те, що напруга змінює свій знак, тиристор $VS1$ не вимикається, бо струм у колі $L_{\text{н}}-R_{\text{н}}-w_2'-VS1-L_{\text{н}}$ підтримується за рахунок енергії, накопиченої в $L_{\text{н}}$. У результаті цього в випрямленій напрузі u_d з'являються ділянки з негативною полярністю, як показано на рис. 9.42 (сталий режим). І лише після вмикання тиристора $VS2$ у момент часу, що відповідає $(\pi + \alpha)$, до $VS1$ прикладається зворотна напруга $(u_{21} + u_{22})$ і він закривається.

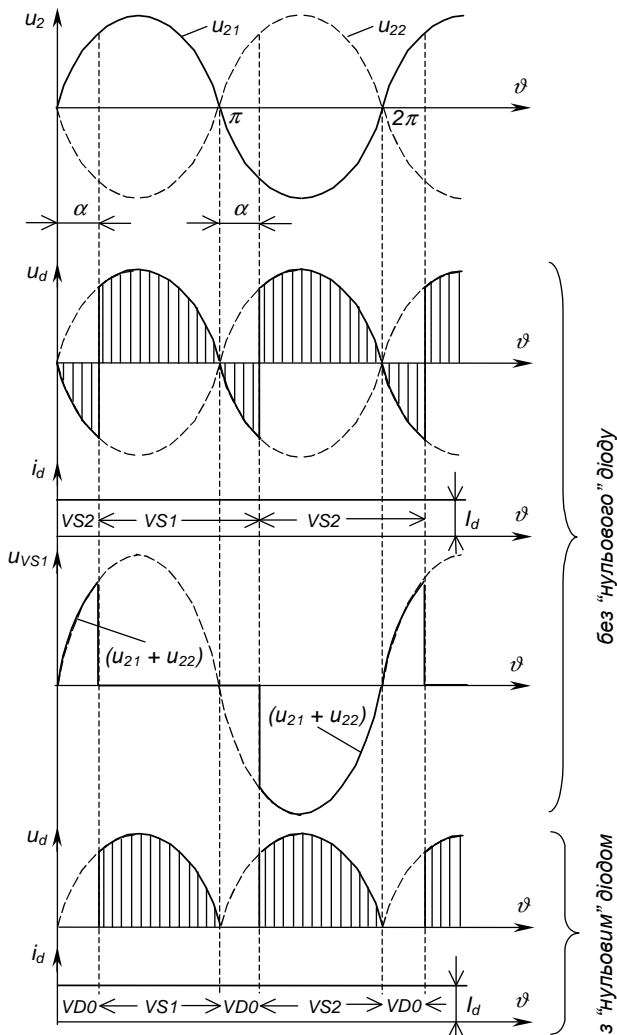


Рис. 9.42 - Часові діаграми роботи однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом при активно-індуктивному навантаженні

Регулювальна характеристика при цьому така:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} \cos \alpha. \quad (9.113)$$

З неї видно, що при $\alpha = \pi/2$ середнє значення напруги на навантаженні $U_d = 0$, бо площі позитивної і негативної ділянок напруги u_d при цьому однакові.

Забезпечити діапазон регулювання при змінах кута керування α від 0 до π (як і при чисто активному навантаженні) можна вводячи в схему випрямляча так званий **нульовий діод** – $VD0$ на рис. 9.41. Тепер, у момент часу, що відповідає $\vartheta = \pi$, де напруга вторинної обмотки трансформатора змінює полярність, відкривається $VD0$, тиристор $VS1$ закривається, а струм протікає по колу $L_n - R_n - VD0 - L_n$.

Регулювальні характеристики для обох випадків наведено на рис. 9.43.

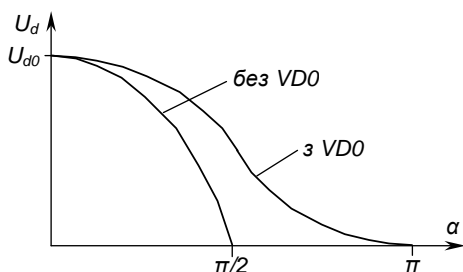


Рис. 9.43 – Регулювальні характеристики керованого випрямляча при активно-індуктивному навантаженні

9.11. Системи імпульсно-фазового керування (СІФК)

9.11.1. Загальні положення

Завданням **СІФК** є генерація імпульсів керування необхідної амплітуди, тривалості і форми, розподіл їх по відповідних вентилях і визначення моменту подачі цих імпульсів відносно переходу змінної напруги через нуль.

СІФК повинна відповідати наступним вимогам:

- 1) забезпечувати достатню для вмикання тиристорів амплітуду напруги і струму імпульсів керування – (10...20) В, (20...2000) мА;
- 2) забезпечувати високу крутизну фронтів імпульсів керування – (150...200) В/ел. градус;
- 3) забезпечувати регулювання значення кута α у заданому діапа-

зоні з необхідною точністю;

4) забезпечувати симетрію імпульсів керування по фазах випрямляча;

5) забезпечувати достатню для надійного вмикання тиристорів тривалість імпульсів керування – взагалі, їхня тривалість може складати $(\pi - \alpha)$, але це неекономічно, достатньо щоб вона була такою, коли струм через тиристор за час дії імпульсу перевищує значення струму утримання;

б) мати високу завадостійкість.

Залежно від кількості каналів, для яких формуються імпульси керування, СІФК поділяються на одно- та багатоканальні.

За способом керування бувають СІФК з горизонтальним, вертикальним та цифровим (дискретним) керуванням.

За принципом дії вони поділяються на синхронні (коли відлік затримки видачі імпульсів керування ведеться від незмінної фази мережі) та асинхронні (відлік затримки ведеться від попереднього імпульсу).

Затримка i -го імпульсу у синхронних СІФК:

$$\omega t_i = \varphi + \frac{2\pi}{m}(i-1) + \theta_i(u_m), \quad (9.114)$$

де m – число фаз випрямляча;

i – порядковий номер імпульсу;

θ_i – регульована затримка i -го імпульсу;

φ – початкова фаза напруги мережі (нерегульована затримка).

Затримка імпульсу у асинхронних СІФК:

$$\omega t_i = \omega t_{i-1} + \frac{2\pi}{m} + \theta_i(u_m), \quad (9.115)$$

де ωt_{i-1} – часова затримка попереднього імпульсу.

Асинхронні СІФК можуть використовуватися лише у замкнених системах автоматичного регулювання (САР). Тому більшого розповсюдження знайшли синхронні СІФК, що використовуються як у замкнених, так і у розімкнених САР.

9.11.2. СІФК з горизонтальним керуванням

У СІФК, що реалізують **горизонтальний спосіб керування**, керуючий імпульс генерується, коли спеціальна змінна керуюча напруга

проходить через нуль.

Затримка імпульсу регулюється зміною фази керуючої напруги відносно напруги мережі, тобто ніби зсувом керуючої напруги горизонтально.

Розглянемо роботу СІФК з горизонтальним керуванням на прикладі одного каналу багатоканальної системи керування, структурну схему якого зображено на рис. 9.44.

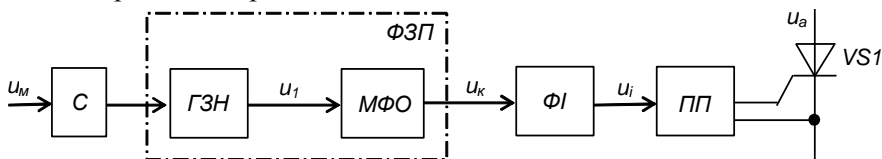


Рис. 9.44 – Структурна схема каналу багатоканальної СІФК з горизонтальним керуванням

На схемі позначено:

C – синхронізатор;

$ГЗН$ – генератор змінної напруги;

$МФО$ – мостовий фазообертач (забезпечує регулювання фази напруги u_1 від 0 до π);

$ФЗП$ – фазозсувний пристрій;

$ФІ$ – формувач імпульсів (виробляє прямокутні імпульси напруги при проходженні u_k через 0);

$ПП$ – підсилювач потужності (підсилює імпульс керування u_i до рівня, необхідного для надійного вмикання тиристора).

На рис. 9.45 наведено часові діаграми роботи такої СІФК.

Схему мостового фазообертача та діаграма напруг на ньому зображено на рис. 9.46. Вона складається із трансформатора TV з двома півобмотками, змінного резистора R та конденсатора C .

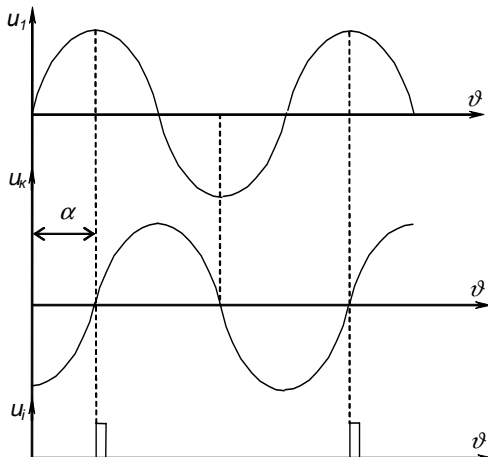


Рис. 9.45 – Часові діаграми роботи СІФК з горизонтальним керуванням

При зміні опору резистора R від нуля до нескінченності кут α змінюється від 0 до π .

До недоліків такої схеми слід віднести:

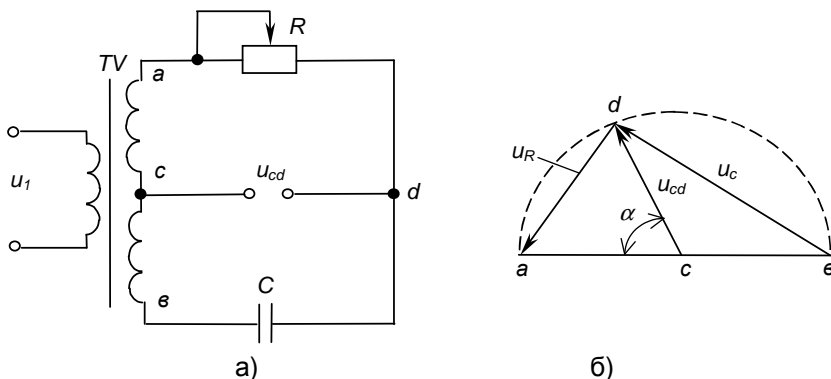


Рис. 9.46 - Мостовий фазообертач (а) та його діаграма напруг (б) U_{cd} - керуюча напруга (U_K).

- 1) досить високу інерційність, зумовлену перехідними процесами у RC -колі при вмиканні напруги;
- 2) критичність до форми і частоти вхідної напруги (напруги мережі);
- 3) складність забезпечення ідентичності значень α в багатоканальних СІФК;
- 4) відносну складність автоматизації процесу регулювання (регулювання опору R).

Це обмежує використання горизонтального способу керування.

9.11.3. СІФК з вертикальним керуванням

Більш широко застосовуються СІФК, що реалізують **вертикальний спосіб керування**, за якого імпульс керування генерується у момент зрівняння напруги, що змінюється лінійно, та постійної опорної напруги керування. Цей процес ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.47, де позначено:

u_n – лінійно змінювана напруга;

U_{on} – опорна напруга.

Кут керування α змінюється зі зміною U_{on} – ніби по вертикалі.

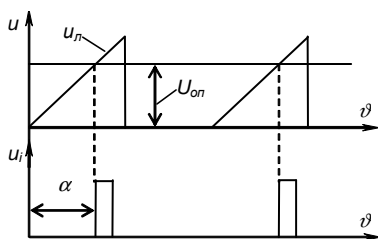


Рис. 9.47 – Часові діаграми методу вертикального керування

Пристрій, де порівнюються u_n та U_{on} , називається вузлом порівняння (*ВП*). Він генерує сигнал у момент зміни знаку різниці напруг ($u_n - U_{on}$).

СІФК з вертикальним керуванням можуть бути одноканальними та багатоканальними. Останні набули ширшого розповсюдження.

На рис. 9.48 зображено функціональну схему двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом (див. рис. 9.38). На ній позначено:

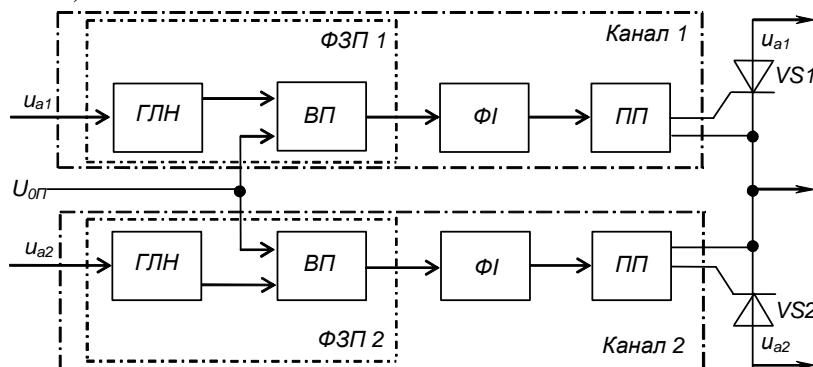


Рис. 9.48 – Функціональна схема двоканальної СІФК з вертикальним керуванням однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

ГЛН – генератор лінійно змінюваної напруги;

ВП – вузол порівняння напруг;

ФЗП – фазозсуваючий пристрій;

ФІ – формувач імпульсів;

ПП – підсилювач потужності.

Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням наведено на рис. 9.49.

Під час дії на тиристор позитивної півхвилі анодної напруги u_a *ГЛН* генерує лінійно змінювану напругу u_n , що надходить на один з входів вузла порівняння *ВП*. На другий вхід *ВП* подається постійна опорна напруга U_{on} .

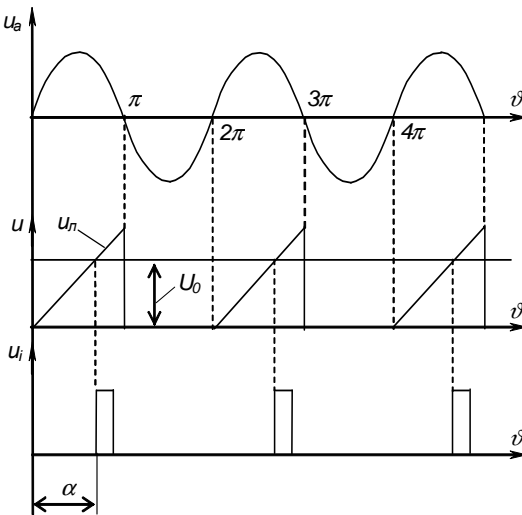


Рис. 9.49 – Часові діаграми роботи каналу СІФК з вертикальним керуванням

Оскільки СІФК з вертикальним керуванням складається з однотипних електронних вузлів, це зумовлює можливість при їхній реалізації широко використовувати інтегральну технологію і, завдяки цьому, одержувати достатньо надійні та недорогі уніфіковані пристрої керування.

9.12. Побудова типових вузлів СІФК з вертикальним керуванням

9.12.1. Генератор лінійно змінюваної напруги (ГЛН)

Схему транзисторного ГЛН (генератора пилкоподібної напруги) зображено на рис. 9.50.

Вона складається з таких елементів:

TV – трансформатор напруги, вторинна напруга u_2 якого знаходиться у протифазі з первинною напругою u_1 ;

VT – транзисторний ключ ;

R_2, R_3, C – зарядне RC -коло, стала часу якого

$$\tau_{зар} = (R_2 + R_3)C \gg T_m, \quad (9.116)$$

У момент зрівняння цих напруг, коли $u_d = U_{on}$, на виході ВП формується сигнал, фаза якого регулюється зміною величини напруги U_{on} .

Вузли ГЛН та ВП виконують роль фазозсуваючого пристрою ФЗП.

Вузли ФІ та ПП призначені для формування та підсилення імпульсів керування u_i необхідної тривалості.

Кількість каналів СІФК відповідає кількості тиристорів керованого випрямляча.

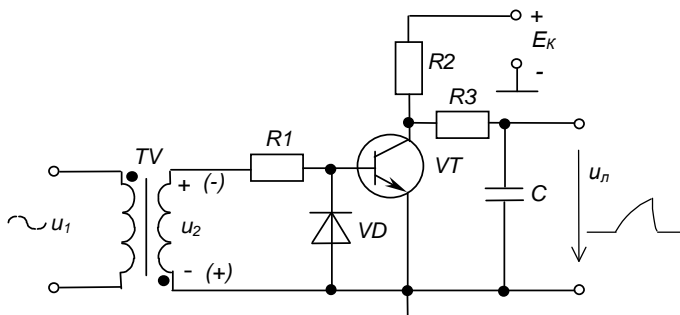


Рис. 9.50 – Транзисторний генератор пилкоподібної напруги

де T_m – період напруги мережі.

Необхідно також забезпечувати $R_3 \ll R_2$.

Працює схема так.

За позитивної півхвилі u_2 транзистор VT відкритий, конденсатор C розряджений, вихідна напруга $u_n = 0$.

За негативної півхвилі u_2 транзистор закривається, а конденсатор заряджається по колу $(+E_K, R_2, R_3, C, -E_K)$.

За наступної позитивної півхвилі u_2 транзистор знову відкривається і конденсатор швидко розряджається до нуля через резистор R_3 , що обмежує струм через транзистор.

Оскільки $\tau_{зар} \gg T_m$, можна вважати, що напруга u_n змінюється лінійно (використовується лише початкова ділянка зарядної експоненти).

Ці процеси ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.51.

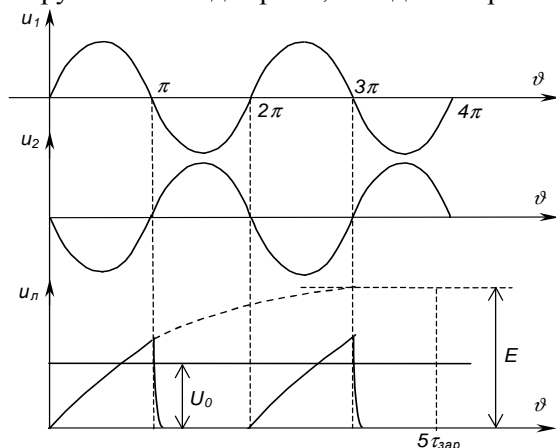


Рис. 9.51 – Часові діаграми роботи генератора пилкоподібної напруги

Більшу лінійність напруги можна забезпечити, якщо замість резистора R_2 використати джерело постійного струму (див. пп. 9.9), як це показано на рис. 9.52.

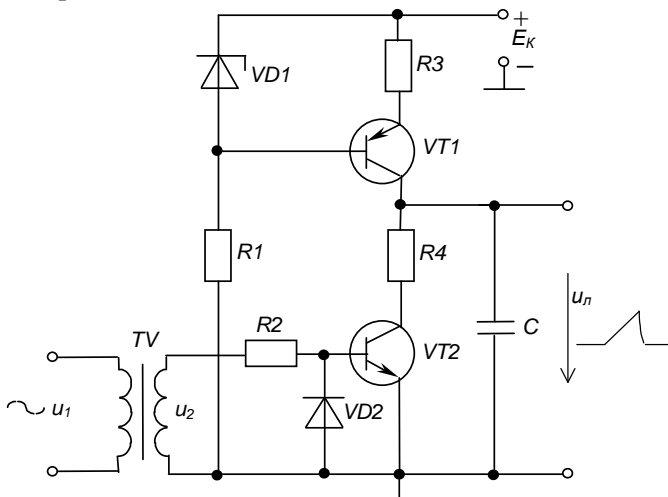


Рис. 9.52 – Генератор пилкоподібної напруги з джерелом струму

У сучасних пристроях частіше застосовують генератори лінійної напруги, побудовані на основі інтегратора, виконаного на операційному підсилювачі і доповненого розрядним транзисторним ключем, як це показано на рис. 9.53, де інтегратор складається з елементів R_2 , C і $DA2$.

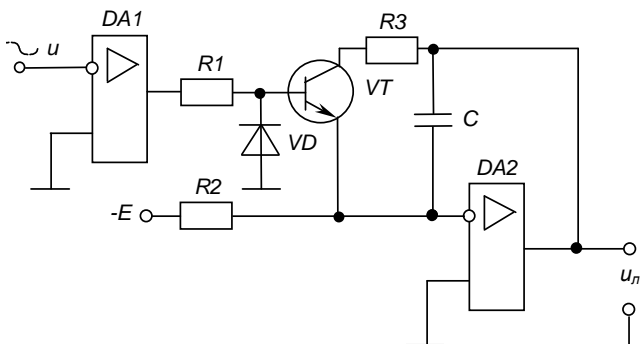


Рис. 9.53 – Генератор пилкоподібної напруги на операційному підсилювачі

Зверніть увагу на те, що розрядний транзистор VT тут емітером під'єднано до інвертувального входу операційного підсилювача $DA2$, що має нульовий потенціал (див. пп. 4.6.7)

Синхронізує роботу генератора з напругою мережі нуль-орган на операційному підсилювачі $DA1$.

9.12.2. Вузол порівняння (ВП)

Вузол порівняння, схему якого наведено на рис. 9.54, виконано на

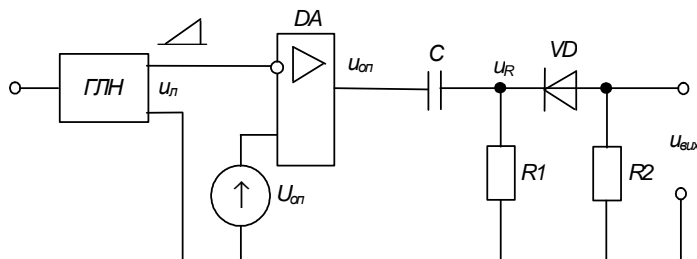


Рис. 9.54 – Вузол порівняння

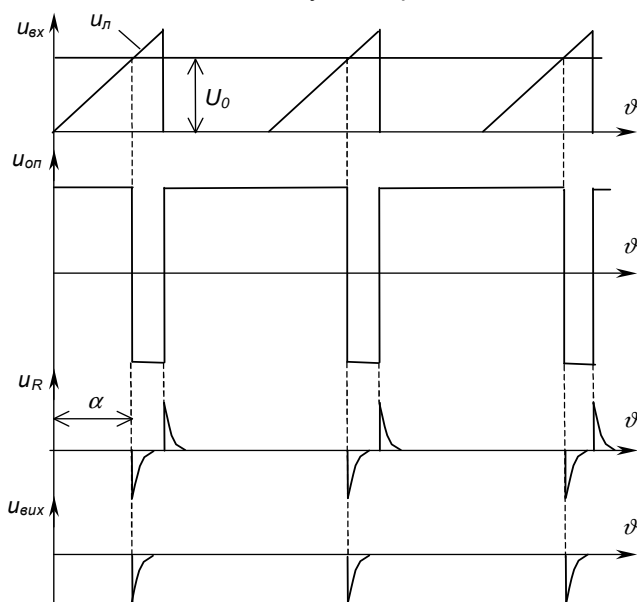


Рис. 9.55 – Часові діаграми роботи вузла порівняння

основі операційного підсилювача DA , що працює у режимі компаратора (схема порівняння напруг – див. пп. 4.6.9). На його інвертувальний вхід надходить пилоподібна напруга u_n , а на неінвертувальний – опорна напруга $U_{оп}$. Вихід компаратора з'єднано з формуючим ланцюгом: із диференціювальним колом C , R_1 і обмежуючим діодним ключем VD , R_2 , що у даному разі пропускає на вихід пристрою імпульси тільки негативної полярності.

Роботу вузла порівняння ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 9.55. Вихідний імпульс вузла порівняння подається на одинвібратор (див. пп. 5.3.5), що генерує керуючий імпульс прямокутної форми з необхідною тривалістю.

9.12.3. Імпульсний підсилювач потужності

Імпульсний підсилювач потужності призначений для підсилення прямокутних керуючих імпульсів до рівня, що забезпечує надійне вмикання тиристора. Схему такого підсилювача зображено на рис. 9.56.

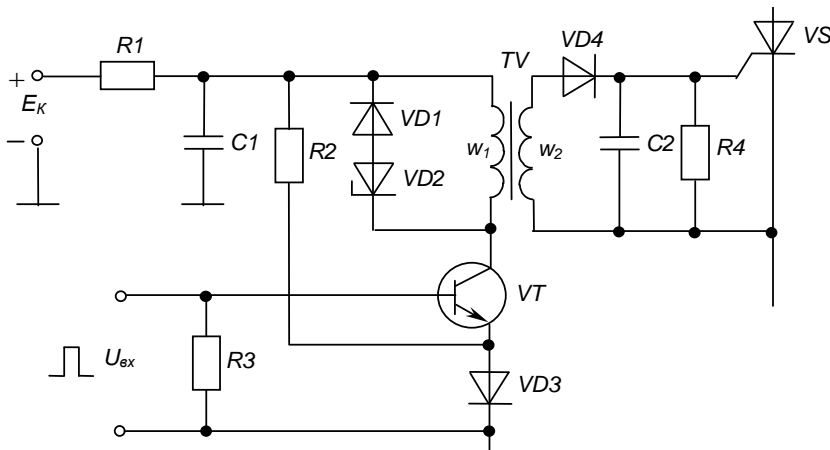


Рис. 9.56 – Імпульсний підсилювач потужності

Його виконано на транзисторі VT , що увімкнений за схемою з СЕ і працює в ключовому режимі. У колекторне коло транзистора увімкнена первинна обмотка w_1 трансформатора TV , напруга з вторинної обмотки w_2 якого подається у коло керування тиристора VS .

За відсутності вхідного імпульсу $U_{вх}$ транзистор VT закритий (для надійного забезпечення закритого стану в коло його емітера подано напругу змищення з діода $VD3$). Напруга на вихідній обмотці w_2 відсутня.

За надходження прямокутного вхідного імпульсу транзистор переходить у стан насичення і вся напруга E_K прикладається до первинної обмотки трансформатора w_1 .

Під впливом цієї напруги магнітопровід трансформатора починає перемагнічуватись і на вторинній обмотці з'являється прямокутний

позитивний імпульс $U_{вих} = E \frac{w_2}{w_1} = \frac{E}{n}$, що існує протягом дії вхідного імпульсу.

Коефіцієнт трансформації $n = w_1/w_2$ вибирається із умов забезпечення максимальної передачі потужності від підсилювача до кола керування тиристора – для надійного вмикання останнього. Трансформатор, крім узгодження вихідного кола транзистора з навантаженням (колом керування), забезпечує ще й гальванічне (електричне) розділення силового кола та кола керування.

Після закривання транзистора діод $VD1$ і стабілітрон $VD2$ забезпечують розсіювання енергії, що накопичується у магнітопроводі трансформатора по закінченні вхідного імпульсу.

Фільтр R_L, C_L знижує вплив роботи підсилювача на інші пристрої, що живляться також від джерела E_K , оскільки імпульсне споживання енергії призводить до появи у колах живлення завад.

9.12.4. Приклади реалізації СІФК

Просту схему **резистивно-ємнісної СІФК** наведено на рис. 9.57.

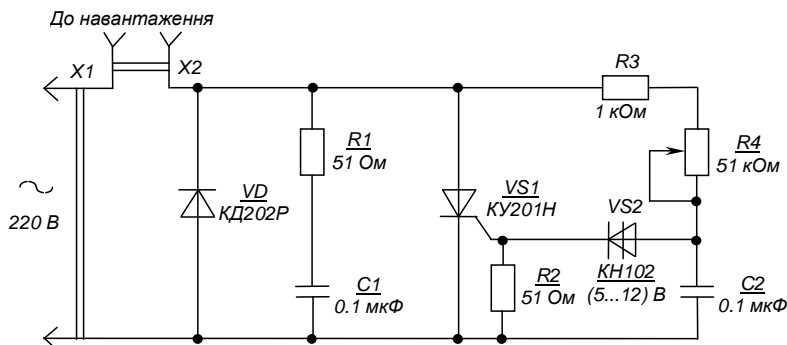


Рис. 9.57 – Резистивно-ємнісна СІФК

Вона складається з часозадаючого ланцюжка R_3, R_4, C_2 і порогового приладу – диністора $VS2$. Змінюючи опір R_4 від нуля до нескінченності (в ідеалі), можна змінювати кут керування від нуля до 90 електричних градусів. Реально таку схему застосовують при діапазонах регулювання α в декілька десятків електричних градусів у невідповідальних ре-

гуляторів (наприклад, у регуляторі температури нагріву паяльника).

Вилкою $X1$ пристрій підмикається до мережі живлення, а в розетку $X2$ вмикається навантаження.

У кожному позитивному півперіоді анодної напруги тиристора напруга на конденсаторі C_2 зростає доти, доки не досягне значення напруги вмикання диністора $VS2$, після чого C_2 швидко розряджається через коло керування тиристора, вмикаючи останній.

Диністор $VS2$ забезпечує більш чітку роботу схеми при змінах значення напруги керування вмикання тиристора зі змінами температури.

Ланцюжок R_1, C_1 захищає тиристор від самочинного вмикання – знижує швидкість зростання напруги на тиристорі до прийнятних значень, наприклад, при підмиканні пристрою до мережі.

Більш складну схему одного каналу СІФК з вертикальним керуванням наведено на рис. 9.58.

Тут синхронізуюча напруга з вторинної обмотки трансформатора TV , після завадопоглинаючого фільтра на елементах R_1, C_2 , надходить на нуль-орган $DA1.1$, що керує розрядним ключем на транзисторі $VT1$ генератора лінійно змінюваної напруги, виконаного на операційному підсилювачі $DA1.3$.

За допомогою резистора R_7 регулюють нахил пилкоподібної напруги для забезпечення ідентичності каналів багатоканального СІФК. Їхня неідентичність виникає за рахунок технологічного розкиду параметрів елементів часозадаючого ланцюжка R_7, R_9, C_4 в різних екземплярах пристрою.

Вихідна напруга генератора компаратором $DA1.4$ порівнюється з напругою завдання, що надходить із дільника $R_{11}-R_{13}$ (а може подаватися і від електронного пристрою автоматичного задання, наприклад, якщо СІФК працює в складі стабілізатора) і визначає значення вихідної напруги керованого випрямляча.

Диференціювальний ланцюжок C_3, R_3 забезпечує подачу імпульсу запуску на одновібратор, побудований на операційному підсилювачі $DA1.2$.

Підсилює генерований одновібратором керуючий імпульс підсилювач потужності на транзисторах $VT2$ і $VT3$. Фільтруючий ланцюжок C_7, R_{17} знижує вплив імпульсного підсилювача на кола живлення (поглинає імпульсні завади). Використання в якості виконавчого елемента оптронного тиристора V виключає, у даному випадку, застосування дорогого і нетехнологічного імпульсного трансформатора.

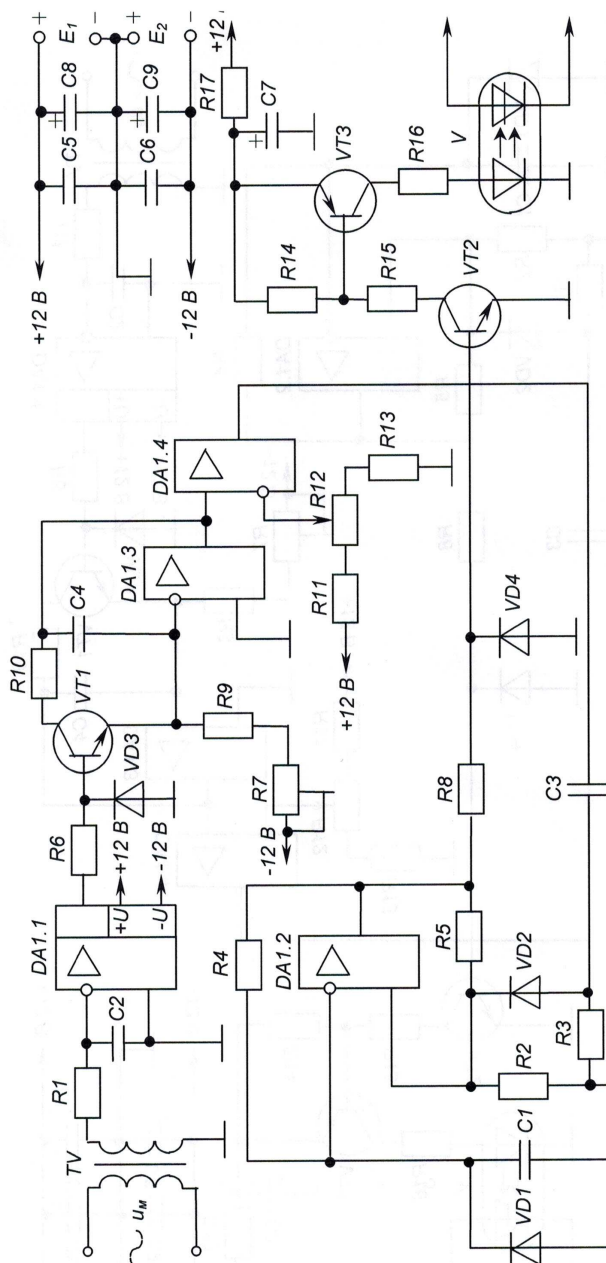


Рис. 9.58 – Практична схема каналу СІФК з вертикальним керуванням

Оптронні тиристори в наш час дозволяють комутувати струм в сотні ампер. За необхідності в більш потужному силовому ключі використовують потужний тиристор, що ним керує оптронний, як це показано на рис. 9.59.

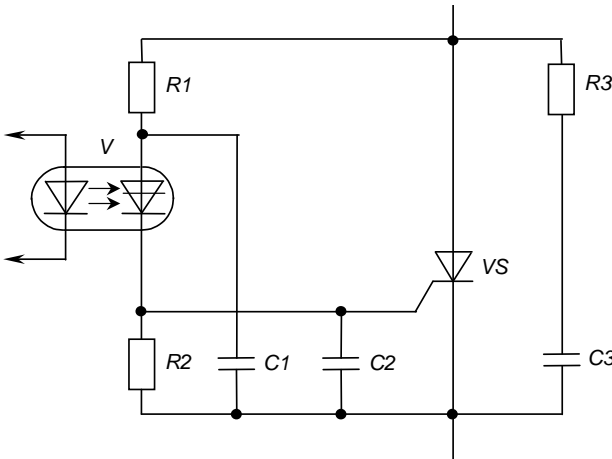


Рис. 9.59 – Вмикання силового тиристора за допомогою малопотужного оптронного

Тут ланцюжки R_1 , C_1 і R_3 , C_3 знижують швидкість зростання напруги до допустимого значення на тиристорах V і VS відповідно. Елементи R_2 і C_2 забезпечують завадостійкість кола керування тиристора VS , а резистор R_1 обмежує його струм керування (розраховується за максимально допустимим значенням струму при амплітудному значенні напруги мережі).

У даному випадку СІФК виконано на основі ІМС К1401УД2, в одному корпусі якої міститься чотири операційні підсилювачі із спільними колами живлення.

Живиться СІФК від двополярного джерела напруги E_1 , E_2 , до якого підмикається через фільтруючі конденсатори – електролітичні C_8 , C_9 і керамічні C_5 , C_6 (останні забезпечують поглинання високочастотних завад у колах живлення).

9.13. СІФК з цифровим керуванням

У цифрових системах керування тиристорами поточне значення кута керування α_l задається у вигляді цифрового коду. Після відповідно-

го опрацювання цього коду цифровою системою на її виході генерується прямокутний імпульс керування, фаза якого відповідає поточному значенню кута α_L .

За своєю суттю така СІФК є цифровим аналогом розглянутої у пп. 9.11.3 СІФК з вертикальним керуванням аналогової дії.

Структурну схему СІФК з цифровим керуванням зображено на рис. 9.60.

На схемі позначено:

ЗП – задавальний пристрій, за допомогою якого значення α_L задається у вигляді цифрового коду;

Р – регістр, в якому зберігається код поточного значення α_L (це елемент оперативної пам'яті системи);

ППК – пристрій порівняння кодів (**цифровий компаратор**);

ЛІ – лічильник імпульсів;

ГПІ – генератор прямокутних імпульсів еталонної частоти;

ФІ – формувач імпульсів;

ПП – підсилювач потужності;

ВС – вузол синхронізації;

VS – тиристор.

На початку кожного циклу роботи в регістр *Р* заноситься, наприклад, від керуючої ЕОМ, код α_L (що є аналогом опорної напруги U_{on} у аналогової СІФК з вертикальним керуванням).

У момент переходу анодної напруги на тиристорі u_a через нуль вузол синхронізації *ВС* вмикає генератор *ГПІ* і лічильник імпульсів *ЛІ*, що починає рахувати імпульси. Лінійно зростаючий код (аналог напруги u_n) з виходу *ЛІ* подається на цифровий пристрій порівняння кодів *ППК*, куди також подається і код з виходу регістра *Р*. Після досяг-

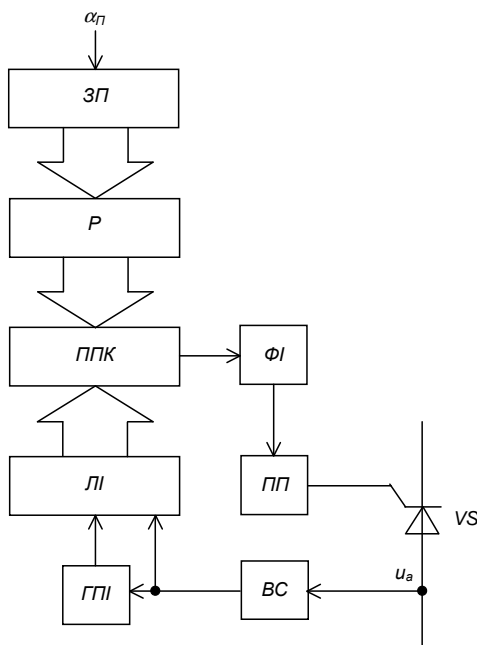


Рис. 9.60 – Структурна схема СІФК з цифровим керуванням

нення кодом лічильника значення коду, що зберігається в регістрі P , $ППК$ виробляє сигнал, який використовується для запуску формувача імпульсів ΦI . Вихідний імпульс ΦI , після підсилення у $ПП$, подається на керуючий електрод тиристора VS . Після закінчення позитивної півхвилі u_a , BC вимикає генератор $ГП$ і встановлює лічильник імпульсів $Л$ в нульовий стан – схема готова до наступного циклу роботи.

У зв'язку з інтенсивним розвитком інтегральної технології цифровий метод керування знаходить дедалі ширше використання в перетворювальних пристроях. СІФК з цифровим керуванням можуть забезпечувати практично будь-яку точність завдання кута керування (з допустимою дискретністю). Це досягається за рахунок вибору необхідного числа розрядів P і $Л$, а також частоти $ГП$.

Незважаючи на більші апаратні затрати (більшу кількість корпусів ІМС середнього ступеня інтеграції), цифрові СІФК, у порівнянні з аналоговими, забезпечують:

- 1) більшу точність роботи;
- 2) високу завадостійкість (погодьтесь, що забезпечити завадостійкість цифрового компаратора, який порівнює послідовність одиниць і нулів – високих або низьких рівнів напруги, значно легше, ніж аналогового, який порівнює досить повільно змінювані в часі напруги);
- 3) абсолютну ідентичність каналів багатоканальних СІФК;
- 4) ідеальне узгодження з цифровими керуючими пристроями.

Наприкінці зазначимо, що такий принцип керування, звичайно, може бути реалізований програмно, наприклад, у мікропроцесорному пристрої керування.



Контрольні запитання

1. Поясніть, що таке випрямляч? Для чого призначені випрямлячі?
2. Наведіть структурну схему випрямляча і поясніть призначення його функціональних вузлів.
3. Назвіть ознаки, за якими класифікують випрямлячі.
4. Наведіть найбільш розповсюджені схеми випрямлячів, поясніть їхню будову.
5. Які експлуатаційні характеристики і параметри притаманні випрямлячам?
6. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного двопівперіод-

ного випрямляча з нульовим виводом при роботі на активне навантаження.

7. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча при роботі на активне навантаження.
8. Наведіть схеми і поясніть роботу двополярного випрямляча і подвоювача напруги.
9. Наведіть основні розрахункові співвідношення для однофазних випрямлячів.
10. Поясніть, у яких випадках застосовують трифазні випрямлячі?
11. Наведіть схему Міткевича і поясніть принцип її роботи.
12. Наведіть схему Ларіонова і поясніть принцип її роботи. На схемі вкажіть анодну і катодну групи вентилів, покажіть контур протікання струму для будь-якого моменту часу.
13. Порівняйте схему Міткевича зі схемою Ларіонова. В яких випадках яка з них більш придатна і чому?
14. Що таке згладжувальний фільтр? Для чого використовуються згладжувальні фільтри і на чому основана їхня дія?
15. Які різновиди згладжувальних фільтрів Ви знаєте?
16. Поясніть специфіку роботи випрямляча на активно-ємнісне і активно-індуктивне навантаження.
17. Поясніть, в яких випадках застосовують переважно ємнісні або індуктивні фільтри? Як підвищити ефективність індуктивного фільтра? Що таке багатоланковий фільтр?
18. Поясніть специфіку роботи фільтрів у перехідних процесах.
19. Що таке зовнішня характеристика випрямляча? Які параметри випрямляча можна з неї отримати?
20. Поясніть, що таке стабілізатор напруги постійного струму? Для чого призначені і в яких випадках застосовуються стабілізатори?
21. Наведіть схему, поясніть принцип дії і порядок розрахунку параметричного стабілізатора.
22. Які види компенсаційних стабілізаторів Ви знаєте? Поясніть специфіку їхньої роботи.
23. Наведіть схему компенсаційного стабілізатора, поясніть призначення елементів і принцип її дії.
24. Коли застосовують стабілізатори струму? Наведіть схему простого транзисторного стабілізатора струму і поясніть, на чому основана його дія.

25. Поясніть принцип роботи індуктивно-ємнісного стабілізатора струму.
26. Вкажіть методи регулювання напруги постійного струму, поясніть їхні особливості.
27. Поясніть специфіку побудови і роботи імпульсних регуляторів напруги постійного струму, а також їхні переваги перед регуляторами безперервної дії.
28. Вкажіть переваги широтно-імпульсного методу регулювання перед іншими імпульсними методами.
29. Наведіть схему імпульсного регулятора напруги постійного струму, поясніть принцип її дії.
30. Поясніть, на чому оснований принцип дії тиристорних керованих випрямлячів?
31. Поясніть роботу керованого однофазного двопівперіодного тиристорного випрямляча з нульовим виводом.
32. Поясніть форму напруги на тиристорі керованого однофазного двопівперіодного тиристорного випрямляча з нульовим виводом при роботі на активне навантаження.
33. Наведіть регульовальну характеристику тиристорного керованого випрямляча і поясніть характер її залежності при лінійних змінах кута керування.
34. Поясніть специфіку роботи керованого тиристорного випрямляча на активно-індуктивне навантаження.
35. Що таке система імпульсно-фазного керування (СІФК)? Для чого застосовують такі системи? Які види СІФК Ви знаєте?
36. Наведіть структурну схему і поясніть принцип роботи СІФК з горизонтальним керуванням.
37. Поясніть, у чому полягає принцип дії СІФК з вертикальним керуванням? Наведіть структурну схему такої СІФК і поясніть призначення її вузлів.
38. На основі яких типових електронних пристроїв може бути побудована СІФК з вертикальним керуванням?
39. Поясніть специфіку побудови і принцип дії СІФК з цифровим керуванням.
40. Вкажіть переваги цифрової СІФК перед СІФК аналогової дії.

РОЗДІЛ 10

ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. РЕГУЛЯТОРИ (ПЕРЕРИВАЧІ) ЗМІННОГО СТРУМУ

10.1. Загальні відомості і класифікація

Регулятори (переривачі) змінного струму є електронними ключами, що дозволяють вмикати чи вимикати навантаження у колі змінного струму або регулювати потужність, що виділяється у навантаженні. Вони, як і випрямлячі, належать до класу перетворювачів ведених мережею.

Регулятори може бути класифіковано у залежності від способу керування, числа фаз, схеми з'єднання, виду навантаження та ін. Найбільш загальна їхня класифікація ґрунтується на способі керування та включає наступні типи регуляторів:

- 1) електронний ключ типу контактора;
- 2) керований електронний ключ;
- 3) регульований електронний ключ.

Електронний ключ типу контактора, як і електромеханічний контактор, слугує лише для вмикання або вимикання навантаження. Після вмикання напруга на навантаженні дорівнює напрузі мережі живлення. Такі ключі застосовують, наприклад, для керування нагрівальними приладами (печі опору, побутові електронагрівачі і т.п.), для комутації одно- та трифазних електродвигунів.

Керований електронний ключ відрізняється від контактора тим, що для зниження перехідних струмів, що супроводжують процес вмикання, подача напруги на навантаження здійснюється поступово від нуля до значення напруги мережі живлення. Це реалізується зменшенням кута керування (див. пп. 2.6.2) від найбільшого значення до найменшого з наперед встановленою швидкістю. Керовані електронні ключі можуть бути застосовані, наприклад, для уповільненого вмикання чи вимикання освітлення театральної чи спортивної зали, для такого ж запуску електродвигуна, що забезпечує зниження значення пускового струму.

Регульований електронний ключ являє собою ключ, у якого може здійснюватися регулювання кута керування за необхідним законом, а значить і потужності, що віддається у навантаження. Їх застосовують у регуляторах (стабілізаторах) напруги, для регулювання яскравості потужних джерел освітлення і т. ін.

Слід зазначити, що при роботі регульованого ключа форма кривої напруги на навантаженні відрізняється від форми кривої мережі живлення, за рахунок чого і напруга, і струм містять у собі багато гармонік. Основна гармоніка має ту ж частоту, що й частота напруги живлення. Струм основної гармоніки відстає від напруги за фазою. Значення кута відставання залежить від виду навантаження і значення кута керування, але, навіть за активного навантаження, кут відставання не дорівнює нулеві: пристрої з такими ключами завжди споживають реактивну потужність.

Регулятори усіх трьох типів мають однакову схему силового електронного вузла, але відрізняються побудовою системи керування, що повинна реалізовувати необхідний закон зміни напруги на навантаженні. У якості силових елементів у потужних регуляторах використовуються, в основному, тиристори, симістори, діоди і рідше повністю керовані напівпровідникові прилади (двоопераційні тиристори, потужні біполярні та польові транзистори, силові БТІЗ).

Із властивостей тиристора (симістора) впливає, що сигнал керування вмикає регулятор напруги змінного струму майже без затримки, після чого струм у колі навантаження припиняється лише при переході його через нуль (за умови відсутності сигналу керування). Очевидно, що за використання повністю керованих приладів припинення струму у колі навантаження може бути здійснене у будь-який момент півхвилі змінного струму.

Проектування силової схеми регулятора змінного струму є комплексною задачею, бо навіть у сталому режимі струм через тиристори та напруга на них мають квазістаціонарний характер.

При виборі вентилів регулятора (наприклад, тиристорів) за струмом та напругою, втрати потужності в них знаходять, виходячи з форми кривої струму, що протікає через напівпровідниковий прилад. Втрати у вентилі практично дорівнюють втратам від прямого струму, що у свою чергу залежать від середнього та діючого значень струму напівпровідникового приладу і параметрів прямої гілки його ВАХ. Для ви-

значення зазначених струмів використовують графічні залежності, що називаються характеристиками керування, або регулювальними характеристиками і зображують залежність від кута керування середніх і діючих значень струмів окремих вентилів, а також діючих значень струму та напруги на навантаженні у сталому режимі. Ці графіки необхідні не тільки для вибору вентилів для регулятора, але й для його загального розрахунку.

Придатний за струмом вентиль для регулятора можна вибрати, якщо знати втрати потужності в ньому та параметри охолодження (середня температура, тепловий опір і допустима температура напівпровідникового переходу вентиля, тепловий опір охолоджувача). Робочу напругу вентиля вибирають виходячи із значень стаціонарної напруги, що залежить від схеми з'єднання, навантаження, змін у напрузі мережі живлення і проти-е.р.с., а також перехідної напруги, зумовленої комутаційними й зовнішніми перенапругами. Перехідна напруга, як правило, визначається за допомогою коефіцієнта перенапруг, що залежить від застосованих засобів захисту від перенапруг і динамічних характеристик вентилів.

10.2. Однофазні регулятори змінного струму

Найбільш розповсюдженими є **однофазні регулятори змінного струму** зі схемами силової частини зображеними на рис. 10.1. Надалі силову частину регулятора будемо називати електронним ключем (ЕК).

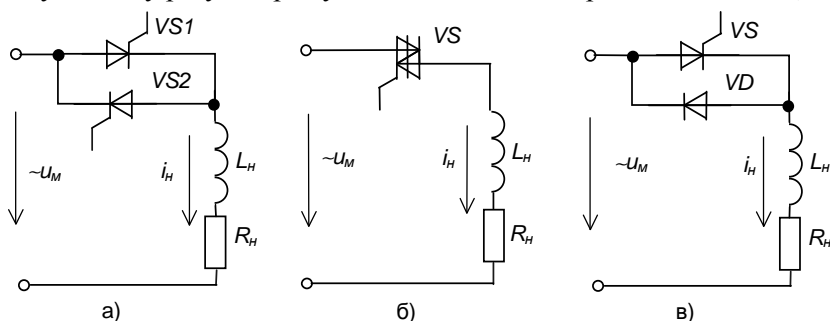


Рис. 10.1 – Однофазні регулятори змінного струму.
Схеми силової частини

На рис. 10.1,а показано основну схему повністю керованого однофазного симетричного **ЕК типу «тиристор-тиристор»**. Навантаження

L_n , R_n приєднується до мережі живлення через два тиристори, що з'єднані зустрічно-паралельно. Як відомо, щоб тиристор почав проводити струм, до нього повинна бути прикладена пряма напруга і необхідно пропустити струм по його колу керування – подати керуючий сигнал.

Якщо значення кута керування однакове у обох півперіодах (симетричне керування), то напруга на навантаженні не буде мати постійної складової.

Два з'єднані зустрічно-паралельно тиристори може бути замінено од-

ним симетричним тиристором (симістором), як це показано на рис. 10.1,б.

Часові діаграми напруг і струмів на навантаженні та елементах схеми для цих ЕК зображено на рис. 10.2, де позначено:

u_m – напруга мережі живлення;

$u_{кер}$ – напруга сигналу керування;

R_n – активний опір навантаження;

L_n – індуктивність навантаження;

u_n, i_n – напруга і струм навантаження;

$\vartheta = 2\pi f$, f – частота мережі;

α – кут керування;

λ – кут провідності тиристора;

δ – кут, на який збільшується провідність тиристора за активно-індуктивного наванта-

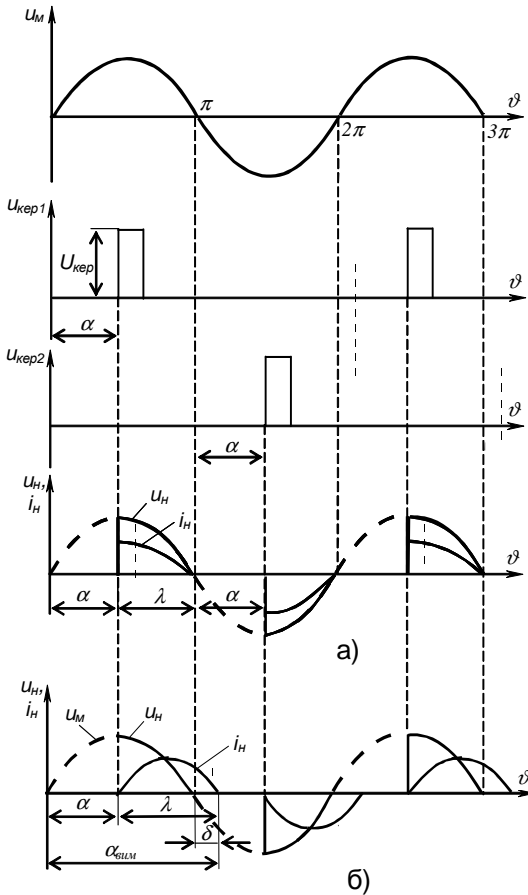


Рис. 10.2 – Часові діаграми напруг і струмів однофазних регуляторів змінного струму

ження ($\delta = \alpha_{вим} - \pi$);

$\alpha_{вим}$ – кут вимикання тиристора ($\alpha_{вим} = \alpha + \lambda$).

Незважаючи на те, що схема ЕК із симістором (рис. 10.1,б) простіша у порівнянні з основною схемою, вона широкого застосування не знайшла у зв'язку з тим, що сучасні симістори поки що істотно поступаються тиристорам за перевантажувальною здатністю та динамічними параметрами.

На рис. 10.1,в наведено однофазну напівкеровану схему **ЕК типу «тиристор-діод»**. Її застосування обмежене тому, що, по-перше, енергія до навантаження тут подається в одному півперіоді з керуванням, а у другому – без нього. Через це, по-друге, напруга на навантаженні має постійну складову, якщо кут керування тиристора відрізняється від нуля, а провідність переривчаста.

Оскільки ЕК є основним вузлом регулятора, що визначає його функціональні можливості, то знайдемо основні розрахункові співвідношення, що дозволяють вибрати тиристори, а також визначити характер впливу процесів у регуляторі на навантаження. Для цього розглянемо детальніше роботу ЕК (рис. 10.1,а) при активному й активно-індуктивному навантаженнях (рис. 10.2,а та рис. 10.2,б відповідно).

При активному характері навантаження його струм за формою повторює напругу на ньому. Через тиристор $VS1$ струм протікає протягом позитивного півперіоду, а через тиристор $VS2$ – протягом негативного. Завдяки симетричності керування середні I_{Ta} та діючі I_T значення струмів через обидва тиристори однакові й становлять відповідно:

$$I_{Ta} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2}U_m}{R_n} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{U_m}{\sqrt{2}\pi R_n} (1 + \cos \alpha), \quad (10.1)$$

де U_m – діюче значення напруги мережі.

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_m}{R_n} \right)^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = \frac{U_m}{R_n} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)}. \quad (10.2)$$

За цими виразами можна побудувати залежності середнього і діючого значень струмів тиристорів від кута керування. Для забезпечення універсальності використання їх будують у відносних одиницях:

$$I_{Ta}^* = \frac{I_{Ta}}{I_{Ta0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}; \quad (10.3)$$

$$I_T^* = \frac{I_T}{I_{T0}} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}, \quad (10.4)$$

де I_{Ta0} і I_{T0} відповідають куту керування $\alpha = 0$.

Ці залежності, що називаються **характеристиками керування**, наведено на рис. 10.3.

На рис. 10.4 наведено залежність коефіцієнта форми струму тиристорів від кута керування, побудовану за виразом:

$$F_i(\alpha) = \frac{I_T}{I_{Ta}} = \frac{\pi \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}}{1 + \cos \alpha}. \quad (10.5)$$

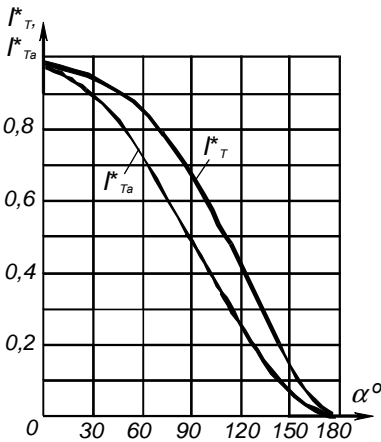


Рис. 10.3 – Залежність середнього $I_{Ta}^* = f(\alpha)$ та діючого $I_T^* = f(\alpha)$ значень струму тиристора від кута керування при активному навантаженні

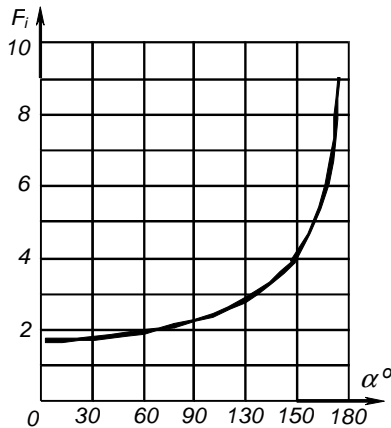


Рис. 10.4 – Залежність коефіцієнта форми струму тиристора $F_i = f(\alpha)$ від кута керування при активному навантаженні

Середнє значення напруги на навантаженні $U_{Ha} = 0$, а її діюче значення

$$U_n = U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}, \quad (10.6)$$

або у відносних одиницях

$$U_n^* = \frac{U_n}{U_m} = \sqrt{\frac{1}{\pi}(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha)}. \quad (10.7)$$

Залежність (10.7), що є **регулювальною характеристикою** ключа, зображено на рис. 10.5.

Втрати потужності у одному тиристорі за умови, що основним джерелом нагрівання є втрати у стані прямої провідності становлять:

$$\begin{aligned} \Delta P &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_T i_T d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (U_0 + i_T R_o) i_T d\vartheta = U_0 I_{Ta0} + R_o I_T^2 = \\ &= U_0 I_{Ta0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} + R_o I_{T0}^2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right), \end{aligned} \quad (10.8)$$

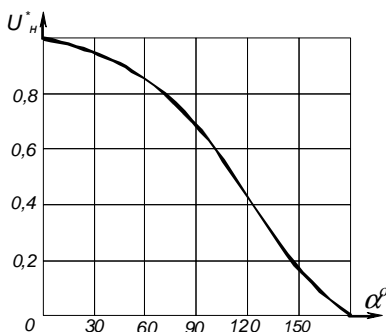


Рис. 10.5 – Регулювальна характеристика ключа

де U_0 , R_o – гранична напруга і динамічний опір (параметри прямої гілки ВАХ тиристора).

Максимальні значення зворотної і прямої напруг на тиристорі визначаються з виразу:

$$U_{звор.макс} = U_m \sqrt{2K_{\Pi}}, \quad (10.9)$$

де K_{Π} – коефіцієнт, що враховує рівень перенапруг, що зумовлені як власне комутаційними процесами, так і зовнішніми перенапругами (зазвичай задають $K_{\Pi} = 1,4 - 1,6$).

При активно-індуктивному навантаженні ($R_n \neq 0$, $L_n \neq 0$) виникає е.р.с. самоіндукції, що перешкоджає змінам струму, і форма струму у колі не повторює форму напруги. Струм через тиристор протікає ще протягом деякого часу після зміни знаку напруги живлення.

Закон зміни струму тиристора, що проводить у позитивний півперіод, можна одержати, якщо розв'язати диференціальне рівняння:

$$U_m \sqrt{2} \sin \vartheta = i R_n + \omega L_n \frac{di}{d\vartheta}.$$

Це рівняння справедливе на інтервалі $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha_{вим}$, поза яким $i = 0$.

Розв'язок для струму:

$$i(\vartheta) = \frac{U_M \sqrt{2}}{Z_H} \sin(\vartheta - \varphi) + A e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\omega \tau_H}},$$

де $\varphi = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$ – **зсув фаз** між струмом та напругою навантаження;

$$\tau_H = \frac{L_H}{R_H}; \quad Z_H = \sqrt{R_H^2 + (\omega L_H)^2};$$

A – стала інтегрування, що визначається за умови, що при $\vartheta = \alpha \quad i = 0$.

Вираз для струму навантаження, а, отже, і для струму тиристора має вигляд:

$$i(\vartheta) = i_T = \frac{U_M \sqrt{2}}{Z_H} \left[\sin(\vartheta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\omega \tau_H}} \right]. \quad (10.10)$$

Кут вимикання тиристора $\alpha_{вим}$ може бути визначено із трансцендентного рівняння:

$$\sin(\alpha_{вим} - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha_{вим} - \alpha}{\omega \tau_H}}, \quad (10.11)$$

яке виходить із (10.10) за умови $i = 0$ при $\vartheta = \alpha_{вим} = \alpha + \lambda$.

Результати розв'язання рівняння (10.11) подано у графічному вигляді на рис. 10.6.

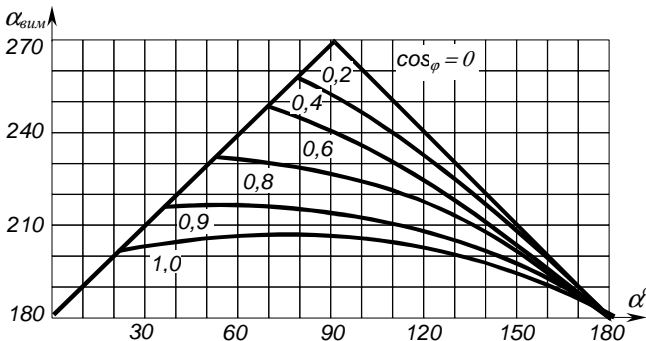


Рис. 10.6 – Зв'язок кута керування з кутом вимикання ключа при активно-індуктивному навантаженні

Із (10.10) випливає, що при $\alpha = \varphi$ вільна складова струму не виникає і струм визначається тільки примусовою складовою. Таке значення

кута керування називається **критичним кутом керування** $\alpha_{кр}$, бо кінець імпульсу струму через один тиристор збігається з початком струму через другий. При $\alpha > \alpha_{кр}$ струм навантаження має переривчастий характер, а при $\alpha < \alpha_{кр}$ – безперервний. Регулювання напруги та струму навантаження можливе лише при зміні кута керування тиристорів у межах

$$\alpha_{кр} < \alpha < \pi . \quad (10.12)$$

Діюче значення струму через тиристор становить:

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha_{вим}} i_T^2 d\vartheta} , \quad (10.13)$$

а його середнє значення:

$$I_{Ta} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha_{вим}} i_T d\vartheta . \quad (10.14)$$

Діюче значення напруги на навантаженні:

$$U_n = U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} (\alpha_{вим} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{вим}}{2})} , \quad (10.15)$$

або у відносних одиницях:

$$U_n^* = \frac{U_n}{U_m} = \sqrt{\frac{1}{\pi} (\alpha_{вим} - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\alpha_{вим}}{2})} . \quad (10.16)$$

Подальший розрахунок аналогічний випадку з активним навантаженням.

Для забезпечення нормальної роботи ЕК при активно-індуктивному навантаженні у режимі нерегульованого ключа (перший тип ключів), що має місце при $\alpha < \alpha_{кр}$, необхідно подавати на тиристори керуючі імпульси достатньої тривалості, не меншої за $(\varphi - \alpha)$. Виходячи з найменшого кута $\alpha = 0$, тривалість імпульсів, що вмикають тиристори, повинна бути не меншою за φ . Інакше імпульс керування для чергового тиристора закінчиться раніше, ніж припиниться струм у паралельному йому тиристорі, і тиристор не зможе відкритися – відбудеться **пропуск вмикання** тиристора.

10.3. Трифазні регулятори змінного струму

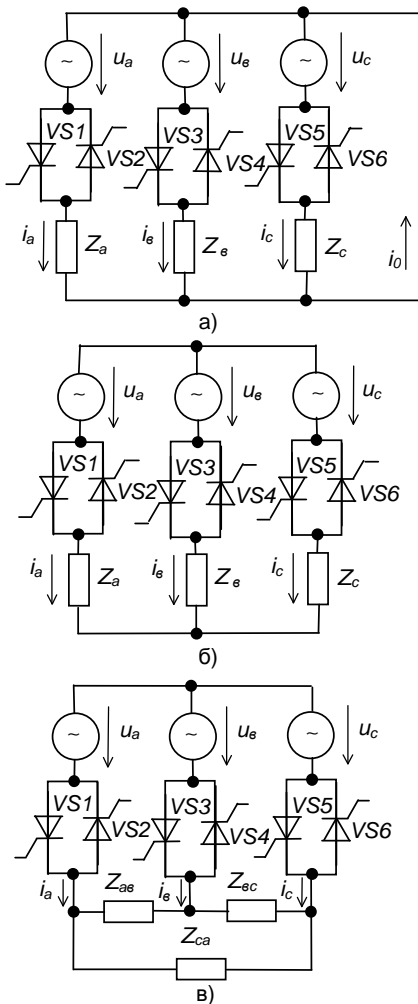


Рис.10.7 – Трифазні тиристорні симетричні ЕК за схемою з'єднання «тиристор-тиристор»

На рис. 10.7 наведено найбільш розповсюджені варіанти силових схем вмикання **трифазних симетричних регуляторів**, тобто трифазних ЕК, що виконані за схемою з'єднання «тиристор-тиристор». У схемі на рис. 10.7,а нейтраль зірки виведено, а у схемах на рис 10.7,б та 10.7,в вона ізольована. Два зустрічно-паралельних тиристири на цих схемах можна замінити одним симістором чи тиристором, зашунтованим у зворотному напрямку діодом. Для схеми вмикання за рис. 10.7,а останній варіант не використовується.

Максимальні значення прямої та зворотної напруг на тиристорах у схемі рис. 10.7,а визначаються амплітудою фазної напруги $\sqrt{2}U_{\phi}$, а в схемах рис. 10.7,б та 10.7,в – амплітудою лінійної напруги $\sqrt{2}U_L$, якщо тиристор шунтується діодом у зворотному напрямку, і значенням $1,5\sqrt{2}U_{\phi}$ за відсутності діодів.

Схеми вмикання з ізольованою нейтраллю придатні для живлення навантаження, з'єданого як у зірку, так і у трикутник, а **схема з виведеною нейтраллю** – для живлення навантаження, з'єданого тільки у зірку. При

ри

цьому нейтраль схеми навантажується (по ній протікає струм), коли кути керування тиристорів відмінні від нуля. У схемі з виведеною нейтраллю струм через тиристор у кожній фазі не залежить від струму інших фаз. Він визначається значенням фазної напруги та характеризується тими ж співвідношеннями між кутами α , $\alpha_{\text{вим}}$, λ , φ , що й для однофазної схеми.

При збільшенні кута керування α зменшується тривалість протікання струму через тиристор і при деякому значенні α імпульс струму у одній фазі припиняється раніше, ніж відкриється тиристор у наступній фазі. Таким чином, можливі інтервали часу, коли струм у навантаженні не протікає. Кут провідності λ кожного з тиристорів при цьому зменшується до значення меншого за 60° .

У схемах з ізольованою нейтраллю (без нульового проводу) процеси значно відрізняються від розглянутих вище, бо робота усіх фаз взаємозалежна і для протікання струму навантаження необхідно одночасне вмикання тиристорів у декількох (двох чи трьох) фазах.

Розглянемо роботу цих схем при активно-індуктивному навантаженні.

Фазні напруги мережі живлення можна записати у вигляді:

$$u_a = \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta; u_b = \sqrt{2}U_\phi \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}); u_c = \sqrt{2}U_\phi \sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}). \quad (10.17)$$

Форма та значення напруг у фазах навантаження залежать від значення кутів керування α та φ і за симетричного керування, коли кути α для всіх тиристорів однакові, вони ідентичні для усіх фаз. Тому можна досліджувати напругу на одній з фаз навантаження. У цьому випадку для усіх поточних значень кута α і кутів $\vartheta = \omega t$ за початок відліку прийемо момент проходження фазної напруги мережі u_a через нуль.

При аналізі всі можливі варіанти комутації фази A можна розбити на три характерних режими у залежності від співвідношення α і φ , як показано на рис. 10.8, а-г. Ділянки провідності тиристорів показано на цьому рисунку прямокутниками.

Якщо $\alpha < \varphi$, через навантаження безперервно тече синусоїдний струм, бо кожна пара тиристорів незалежно комутує фазну напругу. При цьому тривалість протікання струму через кожний із тиристорів $\lambda = \pi$ і фазна напруга $u'_a = u_a$ (рис. 10.8, б):

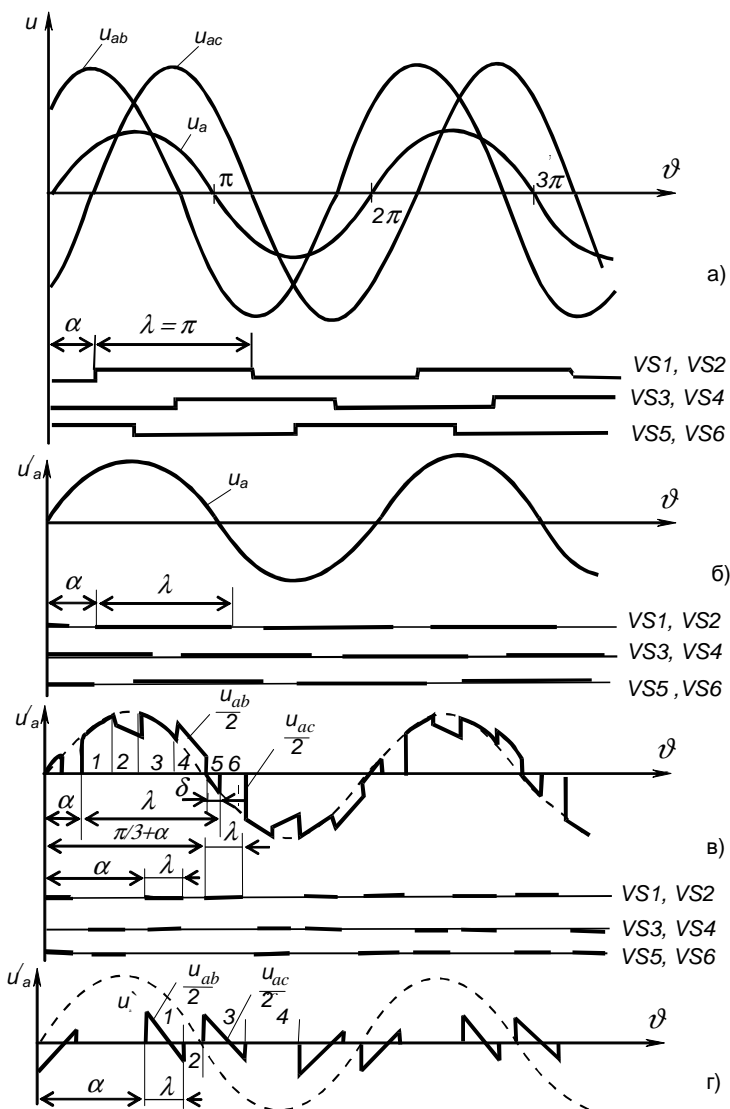


Рис. 10.8 – Часові діаграми роботи тиристорів трифазного ЕК та форма напруги на активно-індуктивному навантаженні

$$u'_a = \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta; \quad i_a = \sqrt{2} \frac{U_\phi}{Z_{нф}} \sin(\vartheta - \varphi),$$

де $Z_{нф}$ – опір однієї фази навантаження.

Якщо $\alpha < \alpha_{cp}$, де α_{cp} – деякий граничний кут вмикання тиристорів, що розділяє можливі режими, то за півперіод у кривій фазної напруги u_a маємо шість ділянок. При цьому на трьох ділянках $u'_a = u_a$ (відкриті тиристиори усіх трьох фаз); на двох $u'_a = \frac{u_{ab}}{2}$ або $\frac{u_{ac}}{2}$ (закриті тиристиори у двох фазах); на одній $u'_a = 0$ (закриті тиристиори в усіх трьох фазах) (рис. 10.8, в).

Якщо $\alpha > \alpha_{cp}$, то немає інтервалів одночасної роботи тиристорів усіх трьох фаз. При цьому на двох ділянках $u'_a = \frac{u_{ab}}{2}$ або $\frac{u_{ac}}{2}$, а на двох інших $u'_a = 0$ (рис. 10.8, г).

Третій режим реалізується при $\alpha_{cp} < \alpha < 150^\circ$, тобто для максимального кута $\alpha_{\max} = 150^\circ$.

Отже, регулювання напруги від максимального значення до нуля для розглянутих схем можливе при зміні кута регулювання α в межах $\varphi < \alpha < 150^\circ$.

Струми та напруги для різних режимів можна визначити розв'язанням диференційних рівнянь для різної кількості одночасно відкритих тиристорів. Ці рівняння для фази a мають наступний вигляд:

– для відкритих тиристорів усіх трьох фаз

$$u'_a = \sqrt{2}U_\phi \sin \vartheta = \omega L_n \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_n; \quad (10.18)$$

– для відкритих тиристорів у фазах a та b

$$u'_a = \frac{u_{ab}}{2} = \sqrt{\frac{3}{2}}U_\phi \sin(\vartheta + 30^\circ) = \omega L_n \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_n; \quad (10.19)$$

– для відкритих тиристорів у фазах a та c

$$u'_a = \frac{u_{ac}}{2} = \sqrt{\frac{3}{2}}U_\phi \sin(\vartheta - 30^\circ) = \omega L_n \frac{di_a}{d\vartheta} + i_a R_n; \quad (10.20)$$

– для закритих тиристорів у фазі a

$$u'_a = 0.$$

Розв'язанням за допомогою ЕОМ рівнянь (10.18) – (10.20) було визначено залежності від кутів α і φ діючого значення першої гармоніки напруги на навантаженні U_{1n} , діючого значення струму у навантаженні I_n , діючого значення першої гармоніки струму у навантаженні I_{1n} та середнього значення струму через тиристор I_{Ta} . Діюче значення струму через тиристор визначається як $\frac{I_n}{\sqrt{2}}$.

Залежності

$$v_1^2 = \left(\frac{U_{1n}}{U_{n0}}\right)^2 = f(\alpha, \varphi); I_n^* = \frac{I_n}{I_{n0}} = f(\alpha, \varphi);$$

$$I_{1n}^* = \frac{I_{1n}}{I_{1n0}} = f(\alpha, \varphi); I_{Ta}^* = \frac{I_{Ta}}{I_{Ta0}} = f(\alpha, \varphi)$$

у відносних одиницях наведено відповідно на рис. 10.9 – 10.12, величини U_{n0} , I_{n0} , I_{1n0} , I_{Ta0} відповідають куту керування $\alpha = 0$.

Отримані залежності дозволяють розрахувати трифазний ЕК (рис. 10.7,б і в) у різних режимах роботи.

На рис 10.13 подано дві спрощені схеми ЕК. На рис. 10.13,а показано схему з'єднання «тиристор-тиристор», де тиристори є у двох фазах, а третю фазу приєднано безпосередньо до навантаження. На рис. 10.13,б – схему з трьома тиристорами, з'єднаними у трикутник і введеними у нейтраль зірки навантаження. Останнє можна реалізувати тільки у випадку, якщо є можливість розриву нейтралі зірки навантаження.

Перевага цих схем у меншому числі тиристорів і деякому спрощенні системи керування. Їхній недолік полягає у тому, що при симетричному керуванні тиристорами форма кривих струмів і напруг у різних фазах неоднакова і їхні діючі значення помітно різняться. Тому розглянуті схеми можна застосовувати тільки при створенні нерегульованих ЕК, де тиристори виконують функцію механічного контакту.

При цьому варто мати на увазі, що при повністю відкритих тиристорах у схемі рис. 10.13,б середнє значення їхнього струму більше у $\sqrt{3}$ разів, ніж у схемах рис. 10.7,а.

Напруга на тиристорах цих схем визначається лінійною напругою.

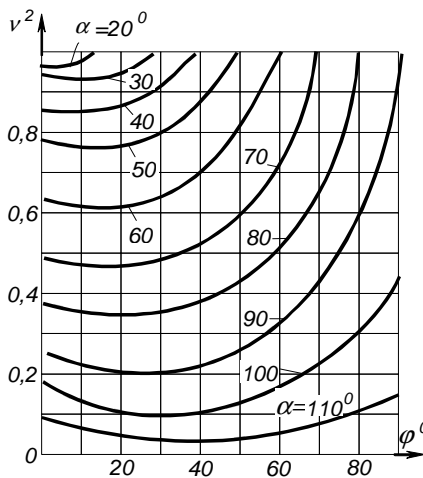


Рис.10.9 – Залежність
 $v^2 = f(\alpha, \varphi)$

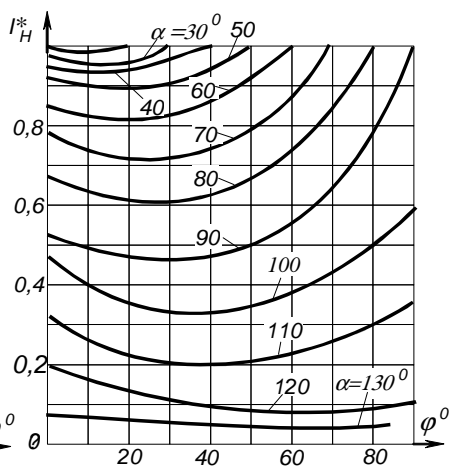


Рис.10.10 – Залежність
 $I_H^* = f(\alpha, \varphi)$

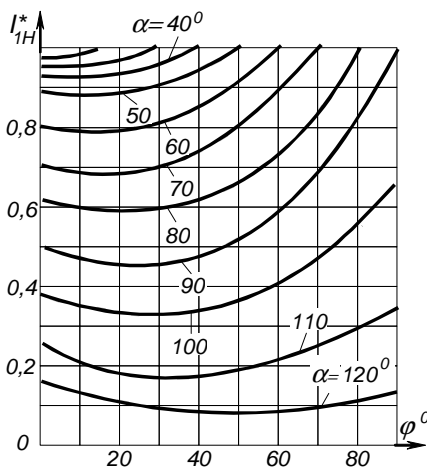


Рис.10.11 – Залежність
 $I_{1H}^* = f(\alpha, \varphi)$

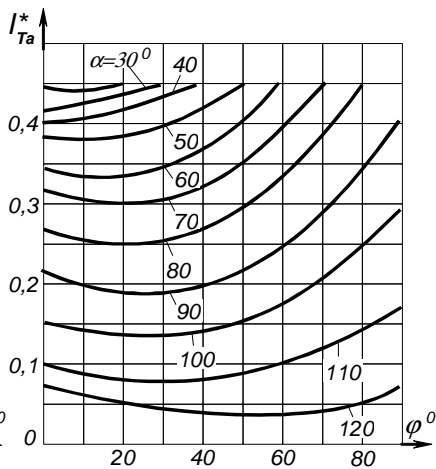


Рис.10.12 – Залежність
 $I_{Ta}^* = f(\alpha, \varphi)$

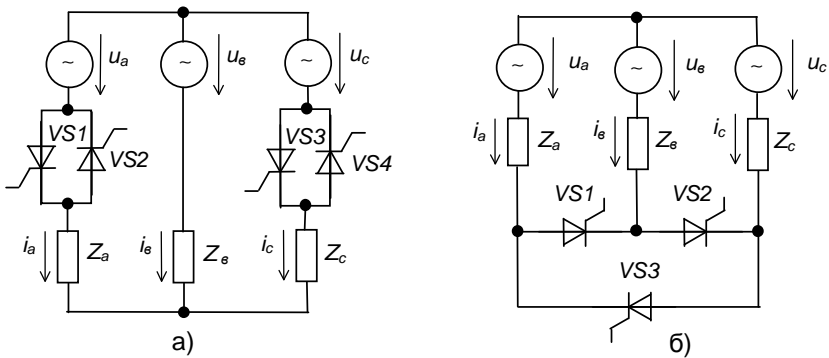


Рис.10.13 – Спрощені схеми трифазних ЕК змінного струму

10.4. Схеми запуску керованих напівпровідникових приладів у регуляторах напруги

Схеми запуску (СЗ) призначені для підсилення й перетворення інформаційного сигналу систем керування регуляторів у сигнал із параметрами, необхідними для гарантованого вмикання чи вимикання керованого напівпровідникового приладу ЕК. Як вже зазначалось, в потужних ЕК регуляторів у якості керованих напівпровідникових приладів використовуються тиристори (найчастіше), симістори, оптронні тиристори, двоопераційні тиристори і БТІЗ. У слабкострумівих (нижче 25 А) ЕК, в основному, застосовуються потужні біполярні й польові транзистори.

Перші три із вказаних приладів є не повністю керованими, бо їх не можна вимкнути дією на них керуючого сигналу, інші ж прилади – повністю керовані: їх можна як вмикати, так і вимикати дією керуючого сигналу.

Загальними вимогами до СЗ для всіх типів ЕК є:

1) забезпечення надійного вмикання напівпровідникових приладів ЕК, а також їхнього вимикання (для повністю керованих приладів) в усіх режимах роботи ЕК;

2) незначна споживана потужність;

3) малі габарити й маса;

4) висока завадостійкість і надійність.

Як вже зазначалося, при створенні ЕК регуляторів змінної напруги різних типів й дотепер найбільш широко використовуються тиристори. Це пояснюється тим, що вони істотно перевершують інші керовані напівпровідникові прилади за рівнем робочих номінальних струмів і напруг, значення яких у сучасних потужних тиристорів становлять тисячі ампер і тисячі вольт відповідно. При цьому, що особливо важливо, їхня переважувальна здатність за струмом сягає десятків кілоампер при відносно малих втратах потужності у відкритому стані. До цього варто додати – і за вартісними показниками і за надійністю вони поки що також перевершують усі інші силові напівпровідникові прилади. Недоліки тиристорів, пов'язані з низькими частотними властивостями (як правило, їхня робоча частота не перевищує 500 Гц), не є визначальними при застосуванні у низькочастотних (зазвичай 50 Гц) регуляторах. У зв'язку з цим ми найбільшу увагу приділимо **СЗ** саме **тиристорів**.

У якості таких СЗ можуть використовуватися широко застосовувані для цієї мети у перетворювальній техніці **підсилювачі-формувачі імпульсів**. Вони являють собою сполучення одновібратора, що задає необхідну тривалість t_i імпульсу керування, з імпульсним підсилювачем, що має трансформаторний вихід. Це забезпечує поряд із підсиленням сигналу електричне (гальванічне) розділення кіл силової схеми (високий потенціал) і системи керування (низький потенціал). Якщо для вмикання тиристора потрібен «широкий» імпульс (понад 0,1 – 0,2 мс), то в схему підсилювача-формувача додатково вводять ще й генератор імпульсів, за допомогою якого безперервний сигнал керування перетворюється у переривчастий (відбувається його модуляція), що істотно полегшує роботу вихідного транзистора за потужністю.

Структурну схему підсилювача-формувача зображена на рис. 10.14,

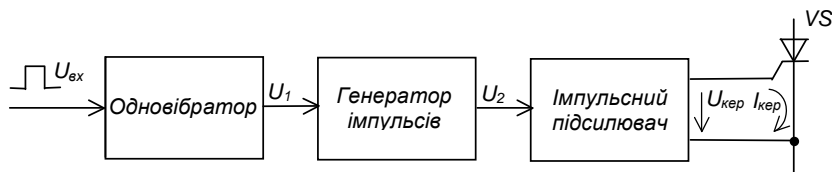


Рис. 10.14 – Підсилювач-формувач імпульсів керування тиристором.

а часові діаграми роботи – на рис. 10.15.

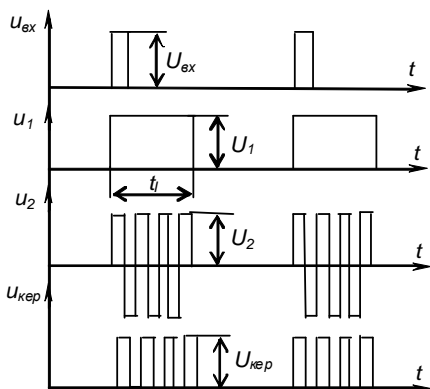


Рис. 10.15 – Часові діаграми напруг на виходах вузлів підсилювача-формуваця імпульсів

звичай використовується мультівібратор. Приклади схем імпульсних підсилювачів наведено на рис. 10.16,а і б.

За відсутності сигналу від системи керування регулятор генератор імпульсів знаходиться у вимкненому стані і у керуюче коло тиристора VS сигнал не надходить. З приходом сигналу запуску на вхід одновібратора останній генерує прямокутний імпульс (див. рис. 10.15) необхідної тривалості t_i і вмикає на цей проміжок часу генератор імпульсів. Імпульсний підсилювач підсилює імпульси генератора за потужністю і напругою до значень, необхідних для надійного вмикання тиристора. У якості генератора модулюючих імпульсів зазвичай використовується мультівібратор. Приклади схем імпульсних підсилювачів наведено на рис. 10.16,а і б.

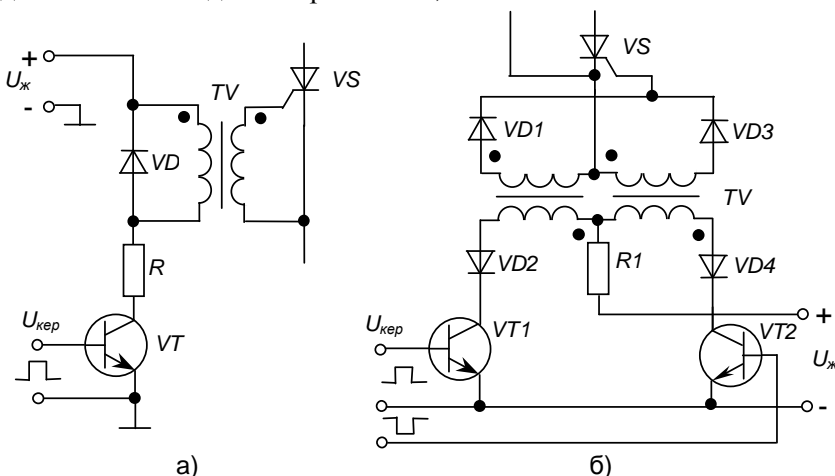


Рис. 10.16 – Імпульсні підсилювачі

Тип схемного вирішення імпульсного підсилювача значною мірою визначається необхідною тривалістю імпульсу керування. Передача імпульсів тривалістю до 0,2 мс («вузькі» імпульси) може здійснюватися за допомогою найпростішого імпульсного підсилювача (рис. 10.16,а).

Тут магнітопровід імпульсного трансформатора TV працює по частковій петлі гістерезису (рис. 10.17), тобто робоча індукція у магнітопроводі змінюється від залишкової B_r до максимальної B_s .

Тривалість імпульсу керування, що може підсилити цей підсилювач без спотворення, визначається з виразу:

$$t_I \leq (B_s - B_r) \frac{w_1 S}{U_{ж}}, \quad (10.21)$$

де w_1 – кількість витків первинної обмотки імпульсного трансформатора струму;

S – площа перетину магнітопроводу;

$U_{ж}$ – напруга живлення.

Для передачі «широких» імпульсів керування використовується, як зазначалося вище, **частотне заповнення** (рис. 10.15), за якого імпульс керування формується у вигляді частотної посилення. У цьому випадку для її підсилення використовується схема підсилювача за рис. 10.16,б. Почергове вмикання транзисторних ключів $VT1$ і $VT2$ призводить до того, що магнітопровід імпульсного трансформатора TV використовується повністю, бо працює за повним циклом перемагнічування.

За полярності сигналів на входах транзисторів $VT1$ і $VT2$, показаній на рис. 10.16,б, у провідному стані знаходиться транзистор $VT1$, а керуюча напруга подається до кола керування тиристора VS через діод $VD1$ від лівої вихідної півобмотки трансформатора. При зміні полярності вхідної напруги керуюча напруга буде надходити з правої півобмотки трансформатора через діод $VD3$. Тривалість імпульсу, яку можна передати за допомогою даної схеми, визначається з достатньою точністю із виразу:

$$t_i = 2B_s S \frac{w_1}{U_{ж}}. \quad (10.22)$$

Частотна модуляція імпульсу керування здійснюється частотою приблизно 5 – 10 кГц, причому півперіод імпульсів, що модулюють, і параметри осердя магнітопровода зв'язані виразом (10.22).

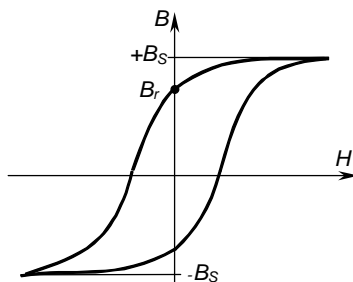


Рис. 10.17 – Характеристика намагнічування магнітопроводу

Число витків імпульсного трансформатора вибирається, як правило, так, щоб струм намагнічування не перевищував 10–15 % усередненого струму навантаження трансформатора.

У окремих випадках, коли тиристори ЕК мають спільну точку чи їхня кількість невелика, у якості імпульсного підсилювача може бути використано транзисторний оптронний ключ, показаний на рис. 10.18.

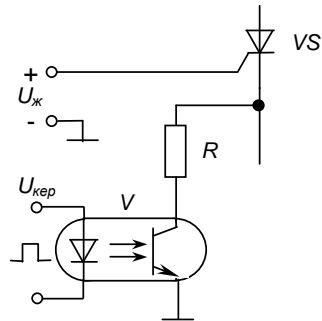


Рис. 10.18 – Імпульсний підсилювач з транзисторним оптроном

Проектування СЗ тиристорів проводиться за вхідними статичними і динамічними характеристиками керування тиристорів з урахуванням механізму їх перемикання.

Вхідні ВАХ керуючого переходу тиристора залежать від його типу, температури напівпровідникової структури і істотно відрізняються від екземпляра до екземпляра навіть для одного типу через недосконалості сучасної технології виготовлення приладів.

У довідкових матеріалах зазвичай наведено вхідні ВАХ тиристорів у такому вигляді, як показано на рис. 10.19,а.

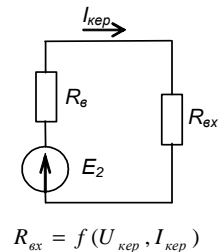
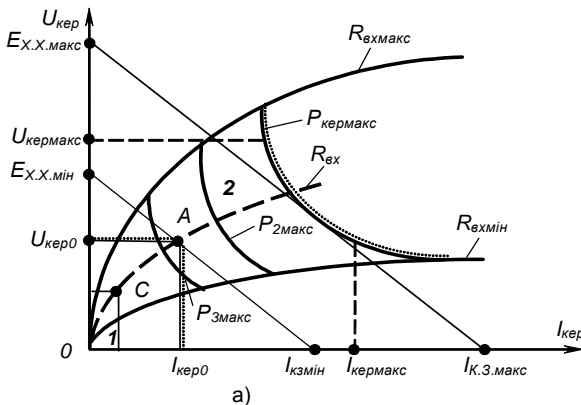


Рис. 10.19 – ВАХ кола керування тиристора

Тут криві з максимальним $R_{вхмакс}$ і мінімальним $R_{вхмін}$ вхідними опорами обмежують поле розкиду параметрів кола керування. У обла-

сті I вмикання тиристорів не гарантується, бо для деяких екземплярів струм керування може виявитись меншим за струм вмикання. Область 2 обмежена знизу лініями $U_{кер0A}$ і $I_{кер0A}$, зумовленими напругою і струмом вмикання при мінімальній робочій температурі навколишнього середовища. Зі збільшенням температури ці лінії, як впливає із фізики роботи тиристорів, зміщуються донизу. Зверху область обмежена гіперболою – геометричним місцем точок максимальної потужності керування $P_{кермакс}$, що визначаються максимально припустимими напругою $U_{кермакс}$ і струмом $I_{кермакс}$. При розрахунку СЗ тиристорів необхідне дотримання умов:

$$I_{вих} \geq I_{кер0} ; \quad U_{вих} \geq U_{кер0} ; \quad I_{вих} U_{вих} \leq P_{кермакс} , \quad (10.23)$$

де $I_{вих}$, $U_{вих}$ – вихідні струм та напруга СЗ, тобто пряма $E_{х.х.макс} I_{к.з.макс}$ ($E_{х.х.макс} I_{к.з.макс}$ – максимальні значення напруги х.х. й струму к.з.), що відповідає внутрішньому опору вихідного пристрою СЗ, повинна лежати усередині області 2. Оскільки тиристор, власне кажучи, вмикається електричним зарядом, то зі зменшенням тривалості керуючого імпульсу його амплітуда повинна бути збільшена.

Граничні значення імпульсної потужності $P_{макс}$, $P_{2макс}$ і т.д. зміщуються вниз при збільшенні струму керування.

У довідкових матеріалах наводять сім'ю кривих максимально допустимої потужності керуючого імпульсу. Необхідна тривалість імпульсу t_i визначається з умов роботи ЕК у регуляторах.

Варто підкреслити – у довідкових матеріалах також вказуються мінімальні значення параметрів сигналу керування, що не призводять до вмикання тиристора – струм, що не вмикає, і напруга, що не вмикає. Ці параметри характеризують ступінь завадостійкості тиристорних схем.

Виходячи з вищенаведеного, алгоритм розрахунку вихідного каскаду СЗ зводять до наступного.

1. Для проектованої силової схеми визначають необхідну тривалість імпульсу керування. Якщо для даної тривалості t_i крива гранично допустимої потужності не подана на характеристиках даного типу тиристорів (рис. 10.19,а), то за обмежувальну криву приймають найближчу з більшим значенням $P_{макс}$ для необхідного t_i .

2. З урахуванням умов досягнення мінімальних габаритів СЗ проводять лінію навантаження через точку А (рис. 10.19,а) деякої усередне-

ної ВАХ $OAК$, що проходить через точку A в координатах $U_{кер0}$, $I_{кер0}$. Для цієї точки за кривою $OAК$ знаходять

$$R_{ex0} = \frac{U_{кер0}}{I_{кер0}}. \quad (10.24)$$

3. Внаслідок того, що максимальна віддача потужності вихідним каскадом СЗ (імпульсним підсилювачем) досягається за рівності його внутрішнього опору опоріві навантаження, приймають (рис. 10.19,б)

$$R_g = R_{ex0}. \quad (10.25)$$

4. Із рівняння лінії навантаження, що проходить через точку A ,

$$U_{кер} = U_{кер0} + R_g(I_{кер0} - I_{кер}) \quad (10.26)$$

знаходять мінімальну напругу холостого ходу вихідного каскаду:

$$E_{X.X.min} = U_{кер0} + I_{кер0}R_g. \quad (10.27)$$

5. Зменшують розрахункове значення внутрішнього опору для врахування зростання його при нагріванні елементів, застосованих у схемі вихідного каскаду імпульсного підсилювача, тобто:

$$R_g = R_{ex0}[(1 - \beta_R t) - \sqrt{D}], \quad (10.28)$$

де β_R – температурний коефіцієнт опору;

D – дисперсія відхилень номінальних значень опору резистора у відносних одиницях.

6. Збільшують напругу х.х. вихідного каскаду на значення, що враховує максимальні коливання напруги мережі живлення СЗ, тобто:

$$E_{X.X.1min} = E_{X.X.min} \left(1 + \frac{\Delta U_M}{U_{ном}}\right). \quad (10.29)$$

7. Перевіряють неперевищення значення допустимої імпульсної потужності, що виділяється на керуючому переході, за фактичною навантажувальною прямою і обмежувальною характеристикою входу.

8. Вибирають конкретну схему СЗ і проводять її розрахунок.

Зазначимо, що розглянута СЗ тиристорів на базі підсилювача-формуваця є універсальною схемою і може використовуватися у різних типах перетворювачів як постійного, так і змінного струму. Однак, вона усе-таки досить складна, і тому у регуляторах поряд із цією схемою також застосовуються СЗ, у яких для створення імпульсів керування використовується анодна напруга силового тиристора ЕК. Варіанти таких схем наведено на рис. 10.20,а і б. Ці схеми досить прості, і,

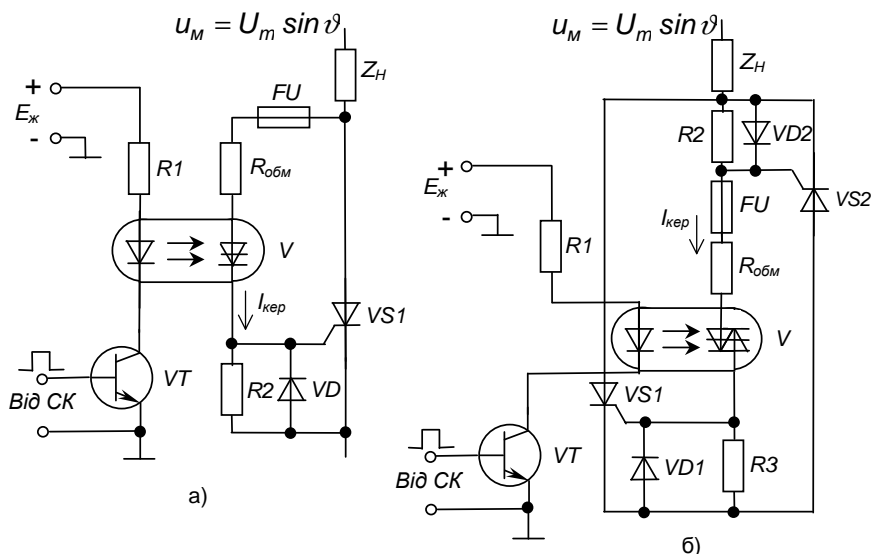


Рис. 10.20 – Схеми запуску тиристорів від анодної напруги:
а) з тиристорним оптроном; б) з симісторним оптроном

крім того, імпульс керування тут подається на тиристор тільки протягом часу його вмикання. Цим визначається висока економічність схем за споживаною потужністю. Найбільш ефективні вони у регуляторах змінного струму з високим рівнем напруги мережі.

Роль імпульсних підсилювачів у схемах рис. 10.20,а і б виконують оптронні ключі, за допомогою яких формуються імпульси керування для надійного вмикання тиристорів ЕК, а також виключається потенційний зв'язок між силовими колами і колами керування (забезпечується електричне розділення кіл). У якості оптронних ключів використовують або оптронний тиристор V (рис. 10.20,а), або оптронний симістор V (рис. 10.20,б).

Робота цих схем полягає у тому, що за наявності сигналу на виході системи керування СК транзистор VT вмикається і на керуюче коло оптронних ключів подається необхідна для їхнього вмикання напруга. Коли напруга на аноді силового тиристора, наприклад, $VS1$, досягне значення, при якому струм через обмежувальний резистор $R_{обм}$ досягне значення струму вмикання $I_{кер0}$ цього тиристора, він вмикається і шунтує головне коло оптронного ключа. При цьому струм у колі керування $VS1$ припи-

няється. Тобто струм у колі керування тиристора існує тільки протягом часу його вмикання. У протилежну півхвилю напруги живлення у такий самий спосіб буде вмикатися паралельний силовий тиристор.

За відсутності сигналу від СК оптронні ключі вимкнені, і керуючі сигнали на тиристори ЕК не подаються.

Діоди $VD1$ і $VD2$ призначені для захисту кіл керування тиристорів ЕК від дії недопустимої зворотної напруги. Усі резистори, окрім $R_{обм}$ та R_L , що задає значення струму світлодіода оптрона, є узгоджувальними елементами. Вони підвищують завадостійкість схеми.

Очевидно, що час вмикання t_{θ} силових тиристорів у даних схемах буде максимальним при активному навантаженні ($L_n = 0$; $R_n \neq 0$) і куті керування $\alpha = 0$. Цей час можна визначити з виразу:

$$\sin \omega t_{\theta} \equiv \frac{I_{кер0}(R_{обм} + R_n)}{U_{\phi m}}; t_{\theta} \equiv \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{кер0}(R_{обм} + R_n)}{U_{\phi m}};$$

$$\text{при } R_n \ll R_{обм} \quad t_{\theta} \equiv \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{кер0} R_{обм}}{U_{\phi m}}, \quad (10.30)$$

де $\omega = 2\pi f$;

$U_{\phi m}$ – амплітудне значення фазної напруги мережі.

Величина опору обмежувального резистора $R_{обм}$ за умови максимальної передачі потужності визначається з виразу (10.24). Однак отримане у такий спосіб значення опору повинне обов'язково задовольняти нерівності

$$R_{обм} \geq \frac{U_{\phi m} \sin \alpha}{I_{кермакс}}. \quad (10.31)$$

При активно-індуктивному навантаженні ($L_n \neq 0$; $R_n \neq 0$, $R_n \ll R_{обм}$) час вмикання силових тиристорів буде визначатися з виразу:

$$(1 - e^{-\frac{t_{\theta}}{\tau}}) \frac{U_{\phi m} \sin \alpha}{R_{обм}} \equiv I_{кер0}, \quad (10.32)$$

де $\tau = \frac{L_n}{R_{обм}}$ – стала часу кола керування;

$$\frac{U_{\phi m} \sin \alpha}{R_{обм}} = I_{ст} \text{ – стале значення струму у колі керування;}$$

$R_{обм}$ – знаходять з виразів (10.24) і (10.31).

Після відповідних перетворень маємо:

$$t_e = \tau \ln\left(1 - \frac{I_{кер0}}{I_{ст}}\right) . \quad (10.33)$$

При виборі типу оптронного ключа для розглянутих схем необхідно виходити з наступного:

1) робоча напруга оптронного ключа відповідає робочій напрузі силових тиристорів, тобто їхні класи за напругою повинні бути рівноцінними;

2) максимальний допустимий імпульсний струм оптронного ключа повинен бути не меншим за $I_{кермакс}$ силового тиристора;

3) максимальний час протікання струму через оптронний ключ визначається з виразу (10.30) або (10.33).

Розглянуті варіанти СЗ придатні і для вмикання потужних симісторів та оптронних тиристорів.

У нерегульованих ЕК, призначених для нечастих вмикань, замість оптронних ключів зазвичай використовують недорогі і високонадійні магнітокеровані герметичні малопотужні контакти – **геркони**.

СЗ силових біполярних і польових транзисторів являють собою звичайні імпульсні підсилювачі, що забезпечують за сигналом керування стрибкоподібний перехід цих транзисторів у режим насичення (повністю відкритий стан). Тобто СЗ забезпечують роботу транзисторів у ключовому режимі, що і є основним робочим режимом при використанні цих приладів у складі регулятора.

На рис. 10.21 наведено СЗ силового біполярного транзистора, що являє собою двокаскадний підсилювач, виконаний на малопотужних біполярних транзисторах $VT1$ і $VT2$ із різним типом провідності. За наявності позитивного керуючого імпульсу напруги $U_{кер}$ на вході тран-

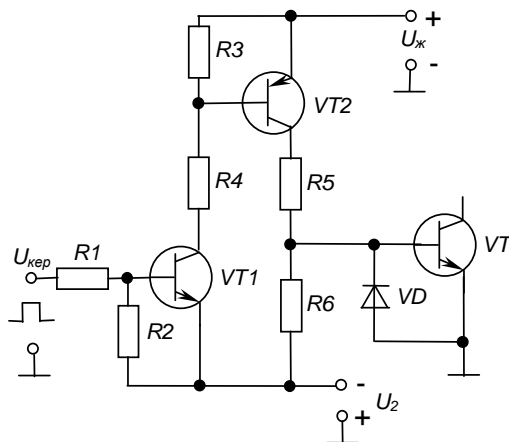


Рис. 10.21 – Схема запуску силового біполярного транзистора

зистора $VT1$, потужний транзистор VT під дією великого колекторного струму транзистора $VT2$ знаходиться у режимі насичення ($R_5 \ll R_6$). За відсутності імпульсу транзистор VT під дією негативної напруги U_2 знаходиться у режимі відсічки. СЗ такого самого типу може використовуватися і для керування силовим польовим транзистором.

При створенні **СЗ двоопераційних тиристорів** і силових **БТІЗ** слід враховувати специфіку процесів при комутації цих приладів.

Так при вимиканні двоопераційного тиристора необхідно короткочасно (на 10 – 100 мкс) створити досить великий запираючий струм керування. Як правило, відношення анодного запираючого струму до струму керування не повинне перевищувати 5-10 разів. Цього можна досягти, наприклад, підмикаючи за сигналом керування попередньо заряджений конденсатор необхідної ємності до керуючого переходу тиристора. При цьому тривалість протікання розрядного струму і його значення повинні бути достатніми для надійного запирання тиристора.

При проектуванні кіл керування БТІЗ необхідно враховувати **ефект Міллера**, пов'язаний із впливом напруги колектор-емітер через паразитну ємність між затвором і колектором C_{3K} на потенціал затвору транзистора. При цьому зміна напруги U_{KE} діє як деяке окреме джерело струму у колі керування затвором, причому струм через ємність C_{3K} може бути визначений як $I_3 = C_{3K} \frac{dU_{KE}}{dt}$. Ємність C_{3K} не постійна, а змінює своє значення зі зміною напруги U_{KE} , тобто $C_{3K} = f(U_{KE})$. Найбільші зміни C_{3K} відбуваються при малих значеннях U_{KE} .

Завдяки ефекту Міллера, при вмиканні та вимиканні БТІЗ струм затвора спочатку використовується для перезаряду ємності колектор-затвор. Слід зазначити, що зміни C_{3K} і U_{KE} зв'язані так, що для перезаряду ємності C_{3K} завжди вистачає струму затвора. Це означає, що при більшому значенні опору в колі затвора всі перехідні процеси тривають відповідно довше. Тобто для процесів вмикання та вимикання потрібно більше часу.

Найпростішу СЗ силового БТІЗ із використанням активного опору в його колі керування наведено на рис. 10.22.

При позитивній полярності імпульсу керування, що надходить на вхід СЗ транзистор $VT1$ підмикає джерело живлення $+U_{ac1}$ через резис-

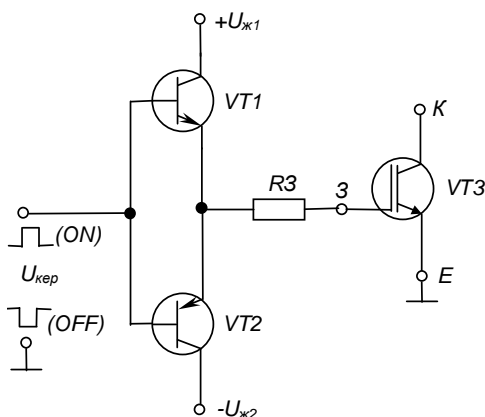


Рис. 10.22 – Схема запуску БТІЗ через активний опір

зистора можна швидкість вимикання регулювати лише до моменту досягнення колекторним струмом значення, що дорівнює так званому «залишковому струмові». Значення останнього і швидкість його спадання визначаються тільки конструкцією конкретного типу БТІЗ.

При $U_{дж1} = +15\text{В}$ та $U_{дж2} = -5\text{В}$ така схема СЗ забезпечує роботу БТІЗ у ключовому режимі. При цьому мінімальне падіння напруги на

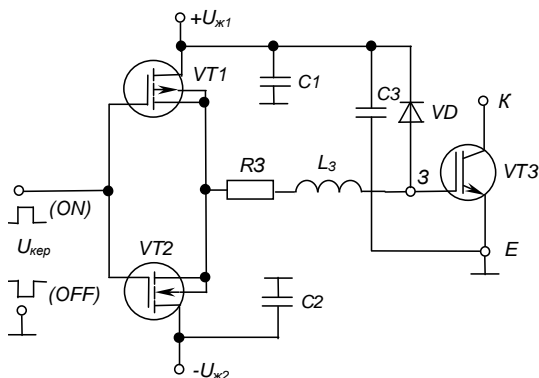


Рис. 10.23 – Схема запуску БТІЗ із колами обмеження

тор R_3 до затвора VT_3 , забезпечуючи у такий спосіб його надійне вмикання. При негативній полярності імпульсу керування аналогічно, але вже за допомогою транзистора VT_2 і джерела $-U_{ж2}$ відбувається вимикання БТІЗ.

Швидкість вмикання і втрати при ньому можна легко регулювати зміною опору резистора R_3 . Однак при вимиканні тран-

зисторі в режимі насичення лежить у межах $U_{KEнас} = 2,8 \div 3,2\text{В}$. Це істотно вище ніж у силових біполярних транзисторів і одноопераційних тиристорів, що працюють у режимі ключа. Тому при створенні ЕК на основі силових БТІЗ завжди необхідно це враховувати, забезпечуючи належний тепловідвід від приладу.

На рис. 10.23 наведе-

но більш досконалу СЗ. Вона виконана на комплементарній парі польових транзисторів з ізольованим затвором і в неї додатково введено ланцюги обмеження напруги на затворі (індуктивність L_3 , високо-частотний діод VD і конденсатор C_3). Завдяки цьому істотно знижуються короточасні стрибки струму та напруги у вихідному колі БТІЗ, що мають місце при перехідних процесах, як у силовому колі, так і у колі керування приладу. Безсумнівно, це сприятливо позначається на показниках надійності БТІЗ.

Для запуску двоопераційних тиристорів і силових біполярних транзисторів з ізольованим затвором зазвичай використовують стандартні схеми формувачів імпульсів, що називаються **драйверами**. Вони забезпечують надійне вмикання та вимикання силових приладів за сигналом керування, виконуються у інтегральному виконанні і орієнтовані на керування як одиночними приладами, так і силовими блоками, що складаються з декількох повністю керованих приладів, з'єднаних за типовими схемами силових вузлів. Іноді їх вбудовують у силові блоки.

Випускають драйвери, як правило, ті ж фірми, що виробляють силові напівпровідникові прилади.

Зрозуміло, що розглянуті СЗ керованих напівпровідникових приладів ЕК можуть використовуватися при створенні не тільки регуляторів, але й інших типів перетворювачів змінного та постійного струмів.



Контрольні запитання

1. Поясніть призначення регуляторів (переривачів) змінного струму і наведіть їхню класифікацію.
2. У чому полягають особливості проектування електронного ключа як силового елемента регулятора.
3. Наведіть часові діаграми, що ілюструють роботу однофазних регульованих електронних ключів змінного струму за активного й активно-індуктивного навантажень.
4. Поясніть, що означають параметри α , $\alpha_{кр}$, $\alpha_{вим}$, λ .
5. Виведіть основні розрахункові співвідношення для однофазних регульованих електронних ключів при роботі на активне й активно-індуктивне навантаження.

6. *Виведіть аналітичні вирази для визначення втрат потужності у тиристорі при його використанні у регульованому електронному ключі.*
7. *Поясніть принцип дії трифазних електронних ключів змінного струму з нульовим проводом і без нього. Які є відмінності у їхній роботі?*
8. *Запишіть вихідні диференційні рівняння для розрахунку трифазних електронних ключів змінного струму без нульового проводу.*
9. *Що таке характеристики керування регульованих електронних ключів змінного струму? Поясніть їхнє призначення на прикладі характеристик керування трифазного регульованого електронного ключа без нульового проводу.*
10. *Поясніть, як вибрати тиристори для електронного ключа за струмом і напругою?*
11. *Поясніть призначення схем запуску керованих напівпровідникових приладів в електронних ключах і вкажіть основні вимоги до них.*
12. *Наведіть основні варіанти схем запуску тиристорів (симісторів). Яким чином враховується технологічний розкид параметрів кіл керування тиристорів?*
13. *Наведіть схеми запуску електронних ключів, виконаних на основі підсилювачів-формуваців. Який порядок їхнього розрахунку?*
14. *Наведіть схеми запуску, у яких для створення керуючих імпульсів використовується анодна напруга силового тиристора. Яка методика їхнього розрахунку?*
15. *Приведіть приклади схем запуску для керування потужними біполярними та польовими транзисторами. Поясніть їхній принцип дії.*
16. *Які схеми запуску використовують для керування потужними БТІЗ?*
17. *Вкажіть області застосування різних схем запуску. Дайте короткий аналіз цих схем.*
18. *Що являють собою мікроелектронні драйвери, призначені для використання у схемах запуску силових напівпровідникових приладів?*

РОЗДІЛ 11

ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ. ІНВЕРТОРИ. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

11.1. Автономні інвертори

11.1.1. Призначення та класифікація

Автономні інвертори – це пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму у напругу змінного струму заданої або регульованої частоти.

Застосовують автономні інвертори:

- 1) у системах електропостачання споживачів змінного струму, коли єдиним джерелом живлення є джерело напруги постійного струму (наприклад, акумуляторна або сонячна батарея);
- 2) у системах гарантованого електропостачання при зникненні напруги мережі живлення (наприклад, для особистих потреб електростанцій – для живлення пристроїв контролю, вимірювання, захисту, ЕОМ);
- 3) для живлення технологічного устаткування, частота напруги якого відрізняється від промислової частоти 50 Гц;
- 4) для частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів;
- 5) для живлення споживачів змінного струму від ліній електропостачання постійного струму;
- 6) для перетворення постійної напруги одного рівня у постійну напругу іншого рівня (конвертування напруг).

Комутаційними елементами в інверторах є тиристори або силові транзистори.

Залежно від специфіки електромагнітних процесів розрізняють інвертори струму та інвертори напруги. На рис. 11.1 зображено приклади їхніх схем.

В **автономних інверторах струму** (АІС) силове коло схеми підмикається до джерела постійної напруги через дросель L із великим індуктивним опором (як відомо, джерело струму повинно мати великий опір).

В **автономних інверторах напруги** (АІН) паралельно джерелу живлення вмикається конденсатор великої ємності, чим виключається вплив на роботу пристрою внутрішнього опору джерела (отримуємо джерело напруги за змінним струмом).

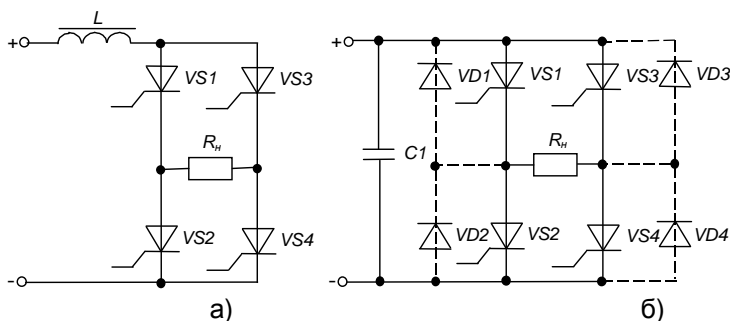


Рис. 11.1 – Автономні інвертори струму (а) та напруги (б)

Таким чином, комутація тиристорів в інверторах струму провадиться за сталого струму, а в інверторах напруги – за сталої напруги. Як наслідок на виході АІС формується вихідний струм, а форма вихідної напруги залежить від параметрів навантаження, а в АІН – навпаки.

При роботі інвертора схема керування по чергово вмикає пари тиристорів $VS1$, $VS4$ або $VS2$, $VS3$, завдяки чому на навантаженні R_H виникає змінна напруга – за допомогою ключової схеми навантаження підмикається таким чином, щоб в ньому протікав струм різних напрямків.

Якщо навантаження інвертора напруги має індуктивний або активно-індуктивний характер, то паралельно тиристорам вмикають зворотні діоди ($VD1$ - $VD4$ на рис. 11.1,б). Цим забезпечується передача накопичуваної в індуктивності енергії назад у джерело живлення.

Основною проблемою при проектуванні інверторів є забезпечення надійного вимикання тиристорів, що знаходяться у провідному стані, перед вмиканням тиристорів, що не проводили струм. Це реалізується використанням схем примусової комутації, що забезпечують запирання тиристорів у колах постійного струму (див. пп. 2.6.2).

Зверніть увагу на те, що вентильна схема в наведених інверторах є мостовою, як і у випрямлячі (що є перетворювачем напруги змінного струму у напругу постійного струму). Звідси висновок: керовані вентильні схеми є зворотними. Вони можуть передавати енергію як у одному, так і у іншому напрямку, залежно від місця вмикання джерела і навантаження і від алгоритму керування вентилями.

11.1.2. Однофазний інвертор струму

Схему однофазного інвертора струму з трансформаторним ви-

ходом зображено на рис. 11.2 (порівняйте її зі схемою керованого випрямляча – див. рис. 9.38). Почергове вмикання тиристорів $VS1$ або $VS2$ забезпечує виникнення на навантаженні R_H змінної напруги.

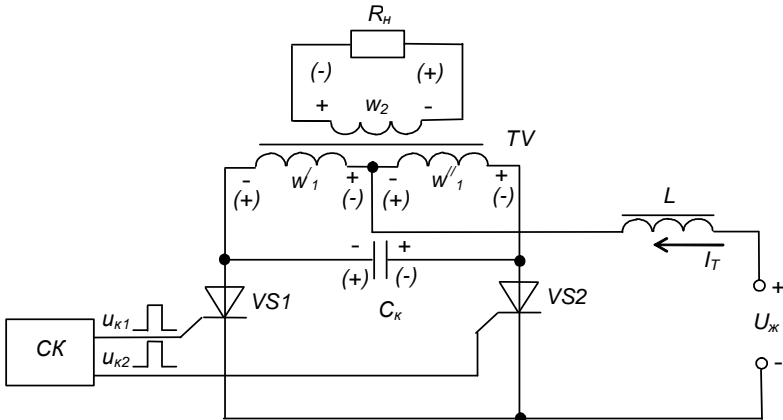


Рис. 11.2 – Однофазний інвертор струму з трансформаторним виходом
Дросель L забезпечує незмінність значення струму у силовому колі.

C_K – комутуючий конденсатор, що забезпечує примусове вимикання тиристорів.

Первинні півобмотки трансформатора TV $w_1' = w_1'' = w_1$ підімкнено до тиристорів $VS1$ і $VS2$ відповідно, а його вторинна обмотка w_2 – до навантаження R_H ;

Схема керування тиристорами $СК$ забезпечує подачу керуючих імпульсів на тиристори (у найпростішому випадку це може бути симетричний мултивібратор, що працює в автоколивальному режимі).

Працює інвертор наступним чином.

При надходженні від $СК$ керуючого імпульсу до $VS1$ він вмикається і струм i_T джерела живлення подається у півобмотку w_1' . Потік у магнітопроводі трансформатора змінюється і наводить у обмотках w_1 та w_2 е.р.с. із полярністю, що відповідає полярності напруги на комутуючому конденсаторі C_K . При цьому останній, підімкнений паралельно до первинної обмотки трансформатора, заряджається до напруги $2U_{жс}$ з полярністю, що на схемі показана без дужок, а на навантаженні R_H з'являється позитивний сплеск напруги.

Після закінчення проміжку часу, що відповідає половині періоду, $СК$ вмикає тиристор $VS2$ і струм i_T тепер подається у півобмотку w_1'' .

Конденсатор C_K через $VS2$ підмикається паралельно до $VS1$, причому полярність напруги на ньому є такою, що вимикає останній. Під дією струму i_T конденсатор C_K починає перезаряджатися до наруги $2U_{ж}$ із зворотною полярністю (вказана на схемі у дужках). На навантаженні

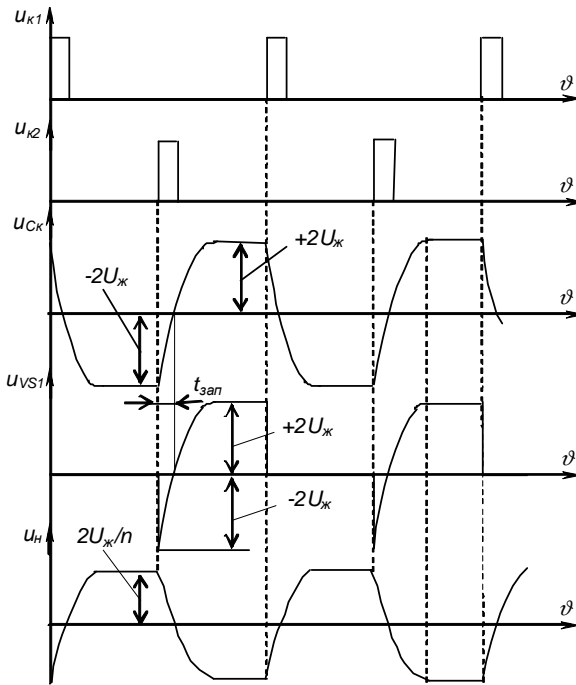


Рис. 11.3 – Часові діаграми роботи однофазного інвертора струму

Якщо навантаження активне, то

$$t_{зан} = 0,7 R'_n C_K, \quad (11.1)$$

де $R'_n = R_n n^2$ – опір навантаження, зведений до первинного кола трансформатора ($n = 2w_1/w_2$). При цьому через дросель протікає струм

$$i_T = \frac{4U_{ж}}{R'_n}.$$

Якщо навантаження індуктивне, то

$$t_{зан} = \frac{4U_{ж} C_K}{I_T}; \quad (11.2)$$

виникає негативний сплеск напруги.

По закінченні проміжку часу, що відповідає періоду змінної напруги, CK знову вмикає тиристор $VS1$ і процеси повторюються.

Роботу однофазного інвертора струму в сталому режимі ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 11.3.

Час, протягом якого напруга між анодом та катодом тиристора, наприклад, $VS1$ негативна, називається часом запирання

$$t_{зан} > t_{вим},$$

де $t_{вим}$ – час вимикання тиристора.

$$Q = UC = it, \text{ звідки } t = \frac{UC}{i}. \quad (11.3)$$

Таким чином, інвертор формує на навантаженні змінну напругу, форма якої визначається формою напруги на конденсаторі C_k і залежить від опору навантаження. Зі збільшенням останнього стала часу заряду конденсатора $\tau = C_k R_n n^2$ (де n – коефіцієнт трансформації трансформатора) збільшується і форма напруги на ньому наближається до трикутної. Її амплітуда при цьому збільшується (при збереженні середнього за півперіода значення напруги). У результаті, при холостому ході за відсутності втрат в елементах пристрою напруга на навантаженні і конденсаторі безмежно зростає (реально виникають значні перенапруги) – джерело струму намагається підтримувати значення струму незмінним. Це може призвести до виходу інвертора з ладу, що є суттєвим його недоліком.

При активно-індуктивному навантаженні індуктивний опір навантаження L_n , приведений до первинної обмотки трансформатора, повинен бути меншим за ємнісний опір конденсатору C_k . Інакше не буде забезпечуватися примусове запирання тиристора, що був відкритим.

11.1.3. Півмостовий однофазний інвертор напруги

Схему **півмостового однофазного інвертора напруги** зображено на рис. 11.4. Силкові ланцюги виділені на ній більш товстими лініями (порівняйте цю частину схеми з подвоювачем напруги – див. рис. 9.9).

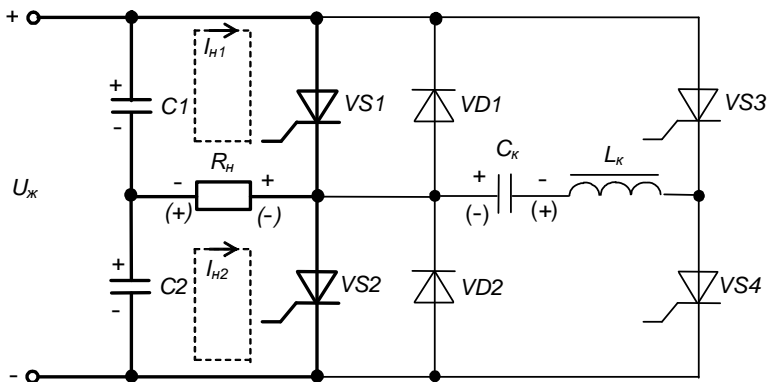


Рис. 11.4 – Півмостовий однофазний інвертор напруги

Такого типу схеми називають півмостовими, бо половину мосту в

них складають вентиля (тут – тиристори $VS1$ і $VS2$), а другу – інші елементи (тут – конденсатори C_1 і C_2).

Решта елементів є елементами схеми примусової комутації. Так тиристор $VS3$, діод $VD1$ разом із комутуючими конденсатором C_k і дроселем L_k утворюють контур примусового вимикання тиристора $VS1$, а $VS4$ і $VD2$ разом із C_k і L_k – контур примусового вимикання тиристора $VS2$.

Почергове вмикання тиристорів $VS1$ і $VS2$ призводить до підмикання до навантаження напруги конденсатора C_1 $U_{C1} = U_{\text{ж}}/2$ (протікає струм I_{n1}), або конденсатора C_2 з такою ж напругою $U_{C2} = U_{\text{ж}}/2$ (протікає струм I_{n2}).

Робота схеми полягає у наступному.

Після підмикання джерела живлення і заряду конденсаторів C_1 і C_2 , схема керування (на рисунку не показана) вмикає спочатку, наприклад, тиристор $VS4$.

Конденсатор C_k заряджається до напруги $U_{\text{ж}}/2$ з полярністю, вказаною на рисунку без дужок, по контуру $(+C_2, R_n, C_k, L_k, VS4, -C_2)$. Після закінчення заряду C_k $VS4$ сам вимикається, бо струм через нього знижується до нуля.

Це є підготовчим етапом роботи пристрою.

Далі схема керування вмикає тиристор $VS1$ і на навантаженні з'являється позитивна напруга (полярність вказана без дужок).

По закінченні тривалості півперіоду схема керування вмикає тиристор $VS3$.

Відкритий тиристор $VS3$ і зустрічно-паралельно увімкнені тиристор $VS1$ та діод $VD1$ утворюють контур коливального перезаряду конденсатора C_k . Струм розряду C_k змінюється за синусоїдним законом, бо L_k із C_k являють собою послідовний резонансний коливальний контур:

$$i_k = I_{km} \sin \omega_0 t, \quad (11.4)$$

де
$$I_{km} = \frac{U_{\text{ж}}}{2 \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} \quad (11.5)$$

амплітуда струму контуру.

Хвильовий опір контуру:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}. \quad (11.6)$$

Резонансна (власна) частота контуру:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}. \quad (11.7)$$

Доки $i_K < I_{H1}$, розрядний струм i_K тече через тиристор $VS1$ назустріч струмові I_{H1} :

$$i_{VS1} = I_{H1} - i_K. \quad (11.8)$$

Як тільки виявиться, що $i_K > I_{H1}$, струм тиристора $VS1$ потече через $VD1$ $i_{VD1} = i_K - I_{H1}$. До тиристора $VS1$ тепер прикладається зворотна напруга, що дорівнює падінню напруги на $VD1$ (до одного вольту) і $VS1$ закривається. Час протікання струму через $VD1$ називається часом запирання t_{zan} тиристора $VS1$. Він повинен перевищувати час вимикання тиристора:

$$t_{zan} > t_{вим}. \quad (11.9)$$

По закінченні коливального перезаряду конденсатора C_K струм $i_K = 0$, а C_K виявляється зарядженим до напруги $U_{ж}/2$ зі зворотною полярністю (на схемі у дужках), а $VS3$ сам вимикається.

Тепер схема готова до наступного циклу роботи, коли на навантаженні буде формуватись негативна півхвиля напруги (полярність вказана у дужках), для чого схема керування спочатку вмикає тиристор $VS2$,

а по закінченні тривалості півхвилі – тиристор $VS4$ і т. д.

Тиристри $VS3$ і $VS4$, зрозуміло, мають потужність значно меншу за $VS1$ і $VS2$, бо працюють короткочасно (тільки на час запирання силових тиристорів).

Інвертор напруги формує на навантаженні напругу, а форма струму (як зазначалося раніше) визначається характером навантаження.

Часові діаграми роботи контуру примусового запирання тиристорів наведено на рис. 11.5.

Із діаграм видно, що

$$t_{zan} = \frac{T_0}{2} - 2t_1, \quad (11.10)$$

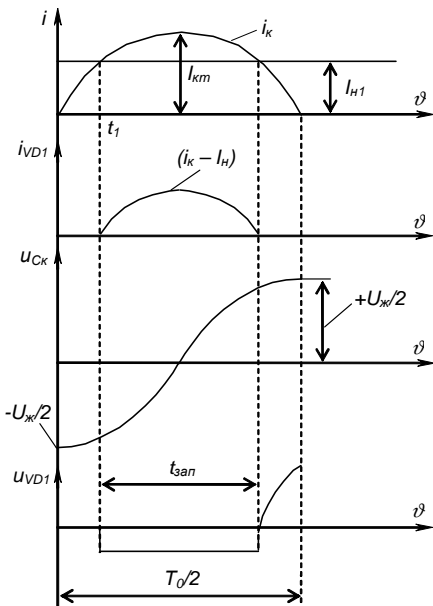


Рис. 11.5 – Часові діаграми роботи контуру примусового запирання тиристора

де T_0 – період власних коливань контуру;

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\kappa C_\kappa}}; \quad (11.11)$$

$$T_0 = \frac{1}{f_0}; \quad (11.12)$$

$$\frac{T_0}{2} = \pi \sqrt{L_\kappa C_\kappa}; \quad (11.13)$$

$$i_\kappa = I_{\kappa m} \sin \omega_0 t. \quad (11.14)$$

У момент, коли $t = t_1$, $i_\kappa = I_{\kappa 1}$, а значить

$$I_{\kappa 1} = I_{\kappa m} \sin \omega_0 t_1; \quad (11.15)$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \arcsin \frac{I_{\kappa 1}}{I_{\kappa m}} = \sqrt{L_\kappa C_\kappa} \arcsin \frac{I_{\kappa 1}}{I_{\kappa m}}; \quad (11.16)$$

$$t_{zan} = \sqrt{L_\kappa C_\kappa} \left(\pi - 2 \arcsin \frac{I_{\kappa 1}}{I_{\kappa m}} \right). \quad (11.17)$$

Якщо $I_{\kappa m} = 2I_{\kappa 1}$, то $t_{zan} = \sqrt{L_\kappa C_\kappa} \cdot \frac{2}{3} \pi$; $t_{zan} > t_{вим}$.

Розрахунок параметрів кола комутації проводиться із двох останніх виразів. Значення L_κ та C_κ знаходяться із виразів:

$$\frac{U_{жс}}{2 \cdot \sqrt{\frac{L_\kappa}{C_\kappa}}} = 2I_{\kappa 1}; \quad (11.18)$$

$$t_{zan} = \sqrt{L_\kappa C_\kappa} \cdot \frac{2}{3} \pi > t_{вим}. \quad (11.19)$$

11.1.4. Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах

Із розглянутого вище випливає, що однією з основних проблем, яку необхідно вирішувати при створенні автономних інверторів на традиційних одноопераційних тиристорах (сигналом керування їх можна тільки вмикати) є забезпечення надійного вимикання тиристорів. Введення в схему інвертора вузлів примусової комутації істотно усклад-

нює алгоритм роботи пристрою, підвищує його вартість та габарити, і, що особливо важливо, знижує надійність.

Тому створені в останні десятиліття **повністю керовані напівпровідникові прилади на великі струми** – біполярні транзистори із ізольованим затвором (IGBT-транзистори), двоопераційні тиристори та ін. – витісняють у пристроях перетворювальної техніки одноопераційні тиристори. Особливо це показово у галузі створення інверторів напруги регульованої частоти, де IGBT-транзистори (що можуть працювати на частотах до 200 кГц) майже витіснили тиристори з їх громіздкими вузлами примусової комутації і необхідністю використання низькочастотних силових трансформаторів.

На рис. 11.6,а,б наведено найрозповсюдженіші схеми мостових однофазних інверторів напруги, виконані на основі вищевказаних новітніх приладів. При цьому у якості повністю керованих силових ключів у

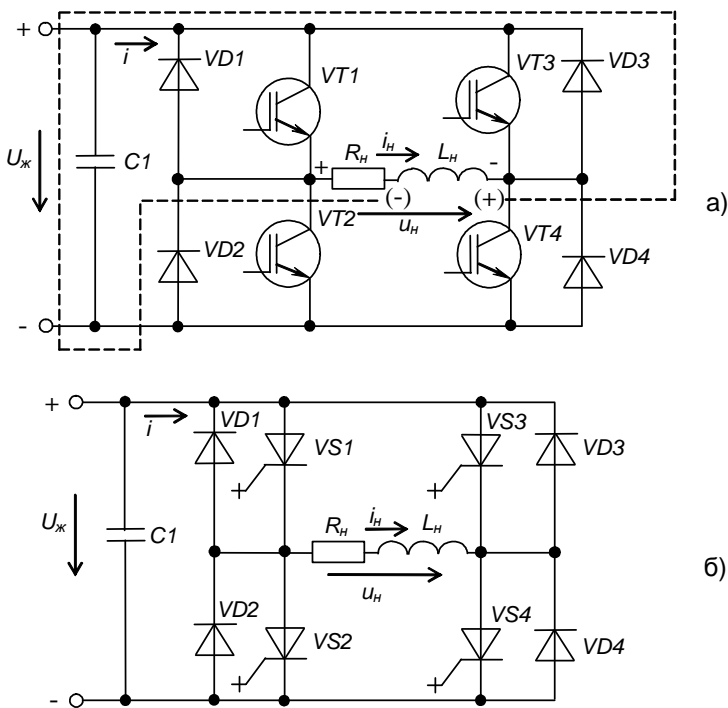


Рис. 11.6 – Однофазні мостові інвертори напруги на IGBT-транзисторах (а) і на двоопераційних тиристорах (б)

схемі рис. 11.6,а використано біполярні транзистори з ізольованим затвором $VT1-VT4$, а в схемі рис. 11.6,б – двоопераційні тиристори $VS1-VS4$. Оскільки схеми працюють ідентично, розглянемо принцип їхньої дії на прикладі схеми рис.11.6,а.

При відкритих транзисторах $VT1$ і $VT4$ та закритих $VT2$ і $VT3$ навантаження (R_n, L_n) підмикається лівим кінцем до позитивного полюса напруги джерела живлення $U_{ж}$, а правим – до негативного, і струм i_n протікає у напрямку, вказаному на рисунку. Якщо $VT1$ і $VT4$ закрити, а $VT2$ і $VT3$ відкрити, то напруга на навантаженні змінить свою полярність, а струм напрямком. При активному навантаженні (за $L_n = 0$) струм навантаження i_n повторює за формою напругу на навантаженні u_n . На рис. 11.7 штриховою лінією показано криві струму навантаження i_n та вхідного струму інвертора i при $L_n = 0$ (зрозуміло, що струм i_n і напруга u_n мають при цьому прямокутну форму).

При активно-індуктивному навантаженні ($L_n > 0$), що реально завжди має місце, струм навантаження i_n' змінюється за експоненціальним законом зі сталою часу $\tau_n = L_n/R_n$. При запиранні $VT1$ і $VT4$ у момент t_2 , незважаючи на надходження на затвори $VT2$ і $VT3$ відкриваючої напруги керування, через зміну полярності е.р.с. самоіндукції індуктивності L_n (вказана у дужках), струм навантаження i_n' буде прагнути зберегти свої значення і напрямком. Для того, щоб забезпечити його протікання, виключаючи при цьому виникнення перенапруг, транзистори шунтують діодами $VD1-VD4$. Тоді струм навантаження i_n' на інтервалі часу $t_2 < t < t_3$ протікає через діоди $VD2$ і $VD3$ і повертає частину енергії, накопиченої в індуктивності навантаження, назад у джерело живлення.

У момент часу $t = t_3$ струм навантаження i_n' знижується до нуля, а при $t > t_3$ починає протікати у протилежному напрямку – через транзистори $VT2$ і $VT3$, на затворах яких продовжує утримуватись відкриваюча напруга керування. Аналогічно на інтервалі часу $t_0 < t < t_1$, тобто після запирання транзисторів $VT2$ і $VT3$, струм навантаження протікає через діоди $VD1$ і $VD4$.

Вихідна напруга інвертора через малу тривалість процесів комутації (наприклад, тривалість процесу запирання транзисторів складає менш як 1 мкс, а двоопераційних тиристорів – десятки мікросекунд) за формою близька до прямокутної і не залежить від струму навантаження. У

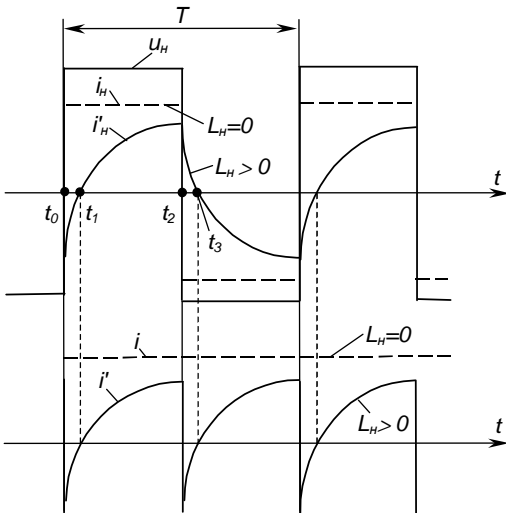


Рис. 11.7 – Часові діаграми роботи мостового інвертора

зв'язку з цим зовнішня (навантажувальна) характеристика інвертора напруги $U_n = f(I_n)$ являє собою пряму лінію з дуже малим нахилом.

Вхідний струм інвертора i' , як показано на рис.11.7,

при $L_n > 0$ стає знакозмінним через періодичний енергообмін між ланцюгом навантаження і джерелом живлення: на інтервалі роботи транзисторів енергія з джерела надходить у навантаження, а на інтервалі роботи зворотних діодів енергія, накопичена в індуктивності навантаження, повертається у джерело. На-

явність конденсатора великої ємності C_1 , що шунтує джерело живлення, забезпечує комутацію силових ключів при незмінному значенні напруги на вході інвертора, а також зворотну провідність у джерелі, якщо у якості останнього застосовано випрямляч.

Знайдемо математичний вираз для струму навантаження. Контур струму i_n містить у собі $U_{жс}$, R_n та L_n . Оскільки струм навантаження складається з вимушеної і вільної складових, маємо:

$$i_n = i_{n,np} + i_{n,св} = I_0 + Ae^{-t/\tau_n} \quad (11.20)$$

де $I_0 = \frac{U_{жс}}{R_n}$ – струм навантаження при $t = \infty$ (у режимі, що встановився) або при $L_n = 0$.

Через те, що напруга на навантаженні періодично повторюється, маємо:

$$i_n(0) = -i_n\left(\frac{T}{2}\right), \quad (11.21)$$

що дозволяє визначити постійну інтегрування А.

Після підстановки (11.20) у (11.21) та перетворень отримаємо:

$$i_n = \frac{U_{жс}}{R_n} \left[1 - \frac{2e^{-t/\tau_n}}{1 + e^{-T/2\tau_n}} \right]. \quad (11.22)$$

Максимальне значення струму навантаження знаходимо з (11.22) при $t = \frac{T}{2}$:

$$I_{нт} = \frac{U_{жс}(1 - e^{-T/2\tau_n})}{R_n(1 + e^{-T/2\tau_n})}. \quad (11.23)$$

Для забезпечення регулювання значення вихідної напруги в інверторах напруги або змінюють значення напруги джерела живлення $U_{жс}$ або, як правило, змінюють форму вихідної напруги за рахунок зміщення імпульсів керування транзисторів $VT3$ і $VT4$ відносно імпульсів керування транзисторів $VT1$ і $VT2$ на кут керування α . В результаті у кривій $u_n(t)$ з'являються регульовані паузи між різнополярними імпульсами. Порядок подачі імпульсів керування на ключі інвертора називається алгоритмом керування. Алгоритм керування і характер навантаження інвертора напруги визначають характер і тривалість роботи ключів – алгоритм перемикання.

У наш час широке застосування мікропроцесорних пристроїв у системах керування інверторами, а також використання в якості силових ключів повністю керованих напівпровідникових приладів з високою допустимою частотою комутацій дозволяє при використанні **широтно-імпульсної модуляції (ШІМ)** реалізувати будь-які алгоритми перемикання.

Зазвичай використовуються так називані **синусоїдні ШІМ**, що дозволяє забезпечити протікання у навантаженні струму практично синусоїдної форми з можливістю регулювання його значення та частоти у широкому діапазоні. Сутність її полягає у тому, що середнє значення вихідної напруги $u_{вих}$ за період несучого сигналу ($T_{нес} = \frac{1}{f_{нес}}$) форму-

ється за синусоїдним законом. При цьому бажано, щоб частота $f_{нес}$ більш ніж на два порядки перевищувала частоту вихідної напруги, яка в цьому випадку визначається частотою моделюючого сигналу.

Розглянемо, як це здійснюється на прикладі схеми, наведеної на (рис. 11.6,а).

Вище показано (див. рис. 11.7), що при перемиканні відповідної пари транзисторів ($VT1$, $VT4$ та $VT2$, $VT3$) чи однойменних діодів (в за-

лежності від напрямку струму) вихідна напруга приймає два значення: $+U_{ж}$ чи $-U_{ж}$. При використанні ШІМ за кожний період $T_{нес}$ час увімкнутого стану $VT1$, $VT4$ складає t_i , а час увімкнутого стану $VT2$, $VT3$ – відповідно $(T_{нес} - t_i)$.

Середнє за період значення вихідної напруги становить (рис. 11.8):

$$U_{сер} = \frac{1}{T_{нес}} \int_0^{T_{нес}} u_{вих} dt = \frac{1}{T_{нес}} [U_{ж} t_i - U_{ж} (T_{нес} - t_i)] = (2\gamma - 1) U_{ж}, \quad (11.24)$$

де $\gamma = \frac{t_i}{T_{нес}}$ – коефіцієнт заповнення.

Діаграми вихідної напруги для різних значень γ (0,25; 0,5; 0,75) та відповідні значення $U_{сер}$ наведено на рис. 11.8.

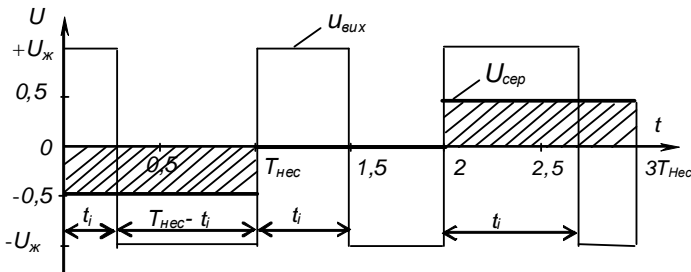


Рис. 11.8 – Принцип формування напруги на виході АІН методом ШІМ

Для того, щоб середнє значення напруги на виході інвертора змінювалося за синусоїдним законом $U_{сер} = MU_{ж} \sin \omega t$, необхідно виконати умову:

$$2\gamma - 1 = M \sin \omega t \quad \text{або} \quad \gamma = 0,5(1 + M \sin \omega t) \quad (11.25)$$

де M – коефіцієнт модуляції, що може змінюватися від 0 до 1 та визначає значення амплітуди вихідної напруги відносно напруги живлення;

$\omega = 2\pi f_M$ – кутова частота вихідної напруги;

f_M – частота моделюючого сигналу.

Діаграми вихідної напруги та струму АІН, що розглядається, наведено на рис. 11.9,а. Один із розповсюджених способів реалізації синусоїдної ШІМ при $M = 1$ наведено на діаграмі рис. 11.9,б.

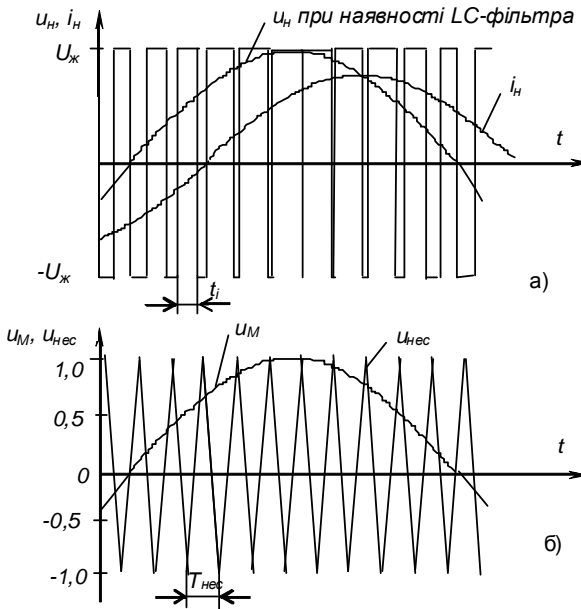


Рис. 11.9 – Часові діаграми АІН при реалізації ШІМ: вихідних напруг та струмів однофазного АІН (а); синусоїдної ШІМ (б)

У цьому випадку використовується принцип «вертикального керування», коли рівень моделюючої (що задається) напруги u_M перетворюється у пропорційну їй тривалість імпульсів t_i . Перетворення досягається порівнянням рівнів двох напруг: моделюючого сигналу u_M та несучого сигналу $u_{нec}$, що змінюється за лінійним (трикутним) законом і має частоту $f_{нec}$. Якщо $u_M > u_{нec}$ – формується імпульс на вмикавання транзисторів $VT1, VT4$, що формують напругу позитивної полярності ($+U_{ж}$), у протилежному випадку – імпульс на вмикавання $VT2, VT3$, що формують напругу негативної полярності ($-U_{ж}$). Слід визначити, що на інтервалах часу, де напрямок струму навантаження i_n протилежний напрузі на вході, вмикаються відповідні діоди. Регулювання вихідної напруги ($M < 1$) досягається пропорційним зменшенням амплітуди синусоїди u_M .

При високих частотах несучого сигналу ($f_{\text{нес}} > 10 \text{ кГц}$) на виході АІН використовуються «легкі» згладжувальні Г-подібні LC -фільтри, що дозволяють при незначних значеннях параметрів елементів цих фільтрів отримати на навантаженні інвертора також і практично синусоїдну напругу (рис. 11.9,а).

На рис. 11.10,а наведено схему трифазного інвертора напруги.

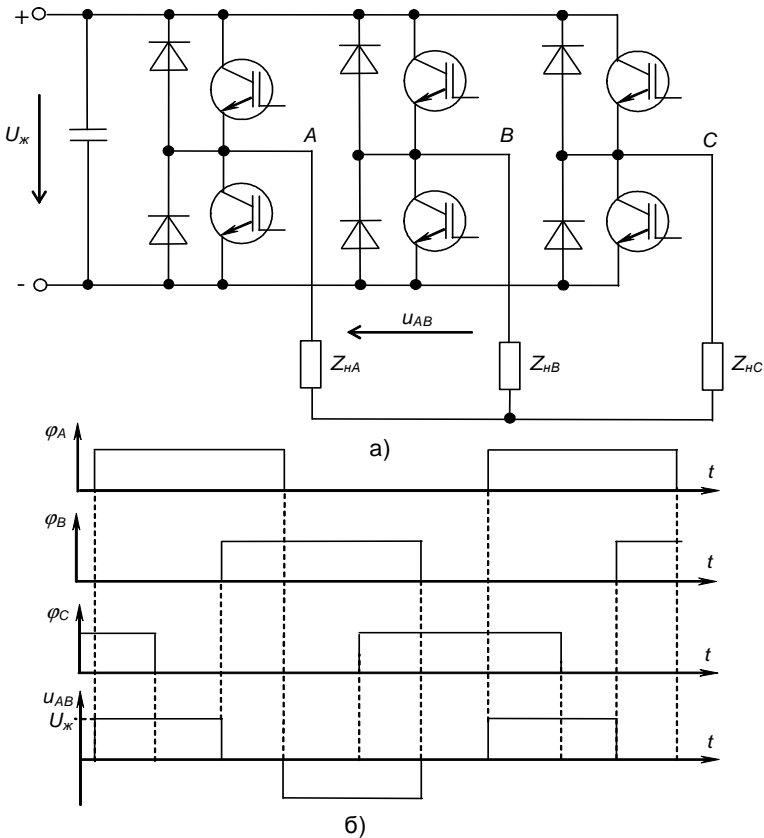


Рис. 11.10 – Трифазний інвертор напруги (а)
та часові діаграми його напруг (б)

Розглянемо найпростіший режим, коли кожні два транзистори однієї фази відкриваються поперемінно. Якщо вважати потенціал негативного полюса джерела живлення $U_{\text{ж}}$ рівним нулю, то потенціали точок схеми А, В і С будуть приймати значення або $U_{\text{ж}}$, або 0. На рис. 11.10,

б показані криві зміни потенціалів φ_A , φ_B і φ_C . Зазвичай в трифазних системах вони зміщені одна відносно одної на 120 електричних градусів. До навантаження прикладено лінійну напругу

$$u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B,$$

форма якої також наведена на рис. 11.10, б.

Вхідна напруга трифазного інвертора (лінійна) являє собою в розглянутому режимі знакозмінні прямокутні імпульси тривалістю 120 електричних градусів. Для зміни форми вихідної напруги, а також її значення застосовують методи, розглянуті вище.

З огляду на важливе місце, що зараз займають автономні інвертори напруги в силовій електроніці, особливо у галузі створення електроприводів з регулюванням швидкості обертання асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, вважаємо, що надані у даному розділі короткі відомості будуть корисні читачеві і стануть основою для більш глибокого вивчення цих перспективних пристроїв, теорія і схемотехніка яких невпинно розвиваються.

11.1.5. Резонансні інвертори

Одним з різновидів вище розглянутих автономних інверторів є так звані **резонансні інвертори**, що слугують для формування змінної напруги збільшеної частоти (від 10^3 до 10^5 Гц). Як правило вони використовуються у електротермії для живлення пристроїв індукційного нагріву. В цих інверторах використовуються у вихідному колі коливальні LC -контури, що дозволяє отримати практично синусоїдну форму струму у навантаженні, а також забезпечити умови для природної комутації одноопераційних тиристорів, на яких, в основному, і виконується їхня силова схема.

Резонансні інвертори зазвичай працюють на однофазне навантаження. Вони бувають **послідовного типу**, коли у коло навантаження $R_n L_n$ послідовно підключений конденсатор, та **послідовно-паралельного типу**, коли паралельно навантаженню підключається ще один додатковий конденсатор.

На рис. 11.11 наведено типову **схему мостового однофазного резонансного інвертора послідовного типу**, виконаного на одноопераційних тиристорах.

Коло $R_n-L_n-C_k$ є послідовним контуром з високою добротністю

($Q = \frac{2\pi f_0 L_H}{R_H} \gg 1$) та

резонансною частотою

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_H C_K}}.$$

Роботу цієї схеми ілюструють часові діаграми, що наведені на рис. 11.12.

Розглянемо роботу інвертора при частоті вихідної напруги f близької до f_0 ($f < f_0$), тобто у режимі неперервного струму. В цьому режимі на навантаженні виділяється максимальна потужність при практично синусоїдній формі струму, і тому його рекомендовано як робочий режим для даного типу інверторів.

У момент часу t_1 схема керування (СК), що не показана на рис. 11.11, подає імпульси керування, що вмикають тиристори $VS1$ та $VS4$.

Починається коливальний заряд конденсатора C_K за контуром: $+U_{жс} - VS1 - R_H L_H C_K - VS4 - U_{жс}$, при цьому струм навантаження i_H змінюється практично за синусоїдним законом. У момент часу t_2 струм i_H спадає до нуля, а конденсатор C_K заряджається до напруги U_m , полярність якої показано на рис. 11.12. Потім напрямок струму i_H змінюється на протилежний і він починає протікати за контуром: $-U_{жс} - VD4 - R_H L_H C_K - VD1 - +U_{жс}$, напруга на конденсаторі зменшується. На інтервалі $t_2 - t_3$ до $VS1$ та $VS4$ прикладена невелика зворотна напруга, що дорівнює падінню напруги на діодах $VD1$ та $VD4$, які знаходяться у провідному

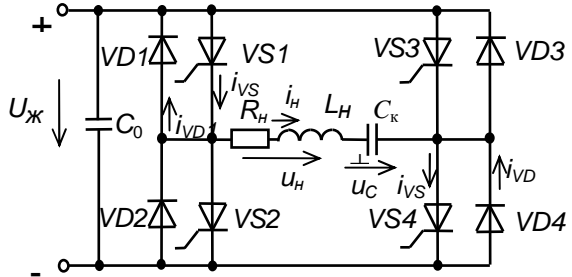


Рис. 11.11 – Однофазний мостовий резонансний інвертор послідовного типу

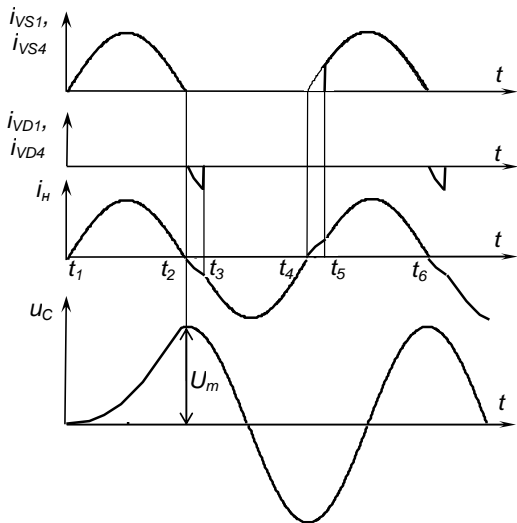


Рис. 11.12 – Часові діаграми струмів та напруг у резонансному інверторі у режимі неперервного струму

стані. На цьому інтервалі відбувається відновлення властивостей запирається тиристорів $VS1$ та $VS4$, при цьому тривалість інтервалу вибирається не меншою за час вимикання тиристорів $t_{вим}$. Тоді також відбувається віддача енергії, запасеної у контурі $L_n C_k$, у мережу. Далі у момент t_3 СК подає імпульси керування на тиристори $VS2$ та $VS3$ і струм i_n переходить з діодів у ці тиристори. На інтервалі $t_3 - t_4$ струм i_n протікає за контуром: $+U_{жс} - VS3 - R_n L_n C_k - VS2 - -U_{жс}$, напруга на конденсаторі C_k змінює свій знак та досягає максимуму у момент t_4 , коли струм i_n зменшиться до нуля. На інтервалі $t_4 - t_5$ (тривалість так само не менша $t_{вим}$) струм протікає через діоди $VD2$ та $VD3$, далі процес повторюється.

При зменшенні частоти f_0 , з якою СК подає імпульси керування, потужність, що віддається у навантаження, знижується, при подальшому зменшенні частоти інтервали протікання струму через контур починають чергуватися з безструмовими паузами (режим переривчастого струму). При цьому не тільки знижується потужність у навантаженні, але й суттєво спотворюється форма струму навантаження. Тому робота інвертора у режимі переривчастого струму не допускається.

При частоті $f \approx f_0$ у якості силових ключів необхідно використовувати повністю керовані напівпровідникові прилади.

Для того, щоб наблизити форму кривої напруги на навантаженні до синусоїдної використовують зазначені вище послідовно-паралельні інвертори.

11.1.6. Випрямлячі з багатократним перетворенням

Для живлення сучасних електронних пристроїв широко застосовують так звані **безтрансформаторні випрямлячі** або **випрямлячі з багатократним перетворенням**. Узагальнену структурну схему такого випрямляча наведено на рис. 11.13 (для порівняння див. схему на рис. 9.1).

Напруга мережі випрямляється вентильною схемою $BC1$ і згладжується фільтром $3\Phi1$. Потім інвертор IN перетворює постійну напругу в змінну прямокутну з високою частотою (десятки і сотні кілогерц). Далі трансформатор TV забезпечує отримання необхідного значення напруги, а також електричне розділення кіл (вторинних обмоток у нього може бути декілька: відповідно наступних вузлів випрямляча також). В

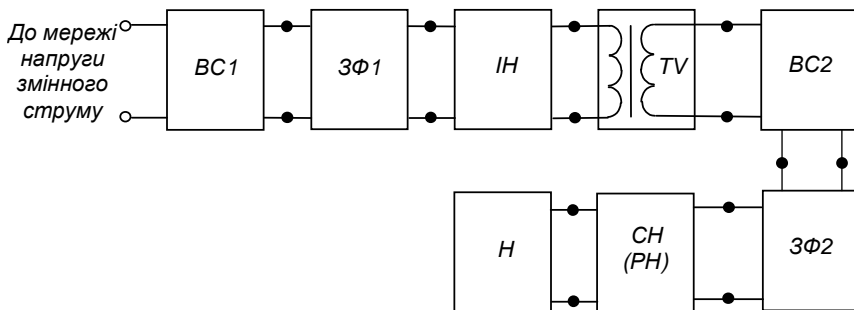


Рис. 11.13 – Структурна схема випрямляча з багатократним перетворенням:

BC1 – перша вентильна схема;

ЗФ1 – перший згладжувальний фільтр;

IH – інвертор напруги;

TV – трансформатор напруги;

BC2 – друга вентильна схема;

ЗФ2 – другий згладжувальний фільтр;

CH(PH) – стабілізатор напруги (регулятор напруги);

H – навантаження

подальшому отримана змінна напруга випрямляється вентильною схемою *BC2* і згладжується фільтром *ЗФ2*. Отримана постійна напруга подається на стабілізатор (регулятор) *CH(PH)* і далі - на навантаження *H*.

Такий випрямляч, звісно, має нижчий к.к.д. і більш дорогий. Але масо-габаритні показники трансформатора і елементів фільтра *ЗФ2* невеликі за рахунок роботи на підвищеній частоті. Якість отриманої напруги також значно вища, бо легше забезпечити високу ступінь фільтрації випрямленої прямокутної напруги високої частоти.

Назва «безтрансформаторний» підкреслює відсутність у складі випрямляча мережного трансформатора, що у звичайному випрямлячі визначає масо-габаритні показники.

Крім того, робота потужного випрямляча з багатократним перетворенням не супроводжується характерним шумом (відсутнє гудіння трансформатора з частотою 50 Гц, а частота інвертора задається вищою за чутну людині).

11.2. Інвертори, ведені мережею

Інвертори, ведені мережею – це перетворювальні пристрої, що забезпечують передачу енергії від джерела напруги постійного струму у

мережу напруги змінного струму, значення напруги та частота якої зумовлені стороннім потужним джерелом.

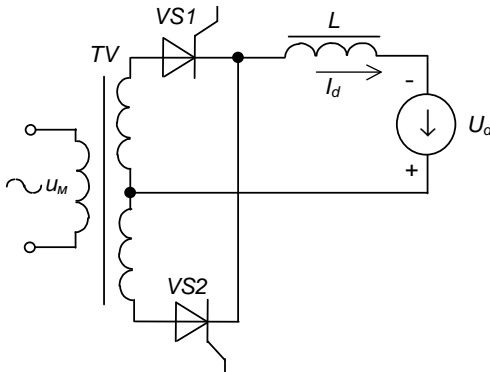


Рис. 11.14 – Однофазний ведений мережею інвертор

Ці пристрої виконуються на основі керованих випрямлячів (до речі, як вже зазначалося, останні також відносять до перетворювачів, ведених мережею).

На рис. 11.14 наведено схему інвертора, де, як бачимо, зображено керований випрямляч, до вихідного кола якого підімкнено джерело напруги U_d із вказаною полярністю.

При цьому пристрій

може виконувати дві функції:

- 1) керованого випрямляча, якщо кут керування задавати у межах $0 < \alpha < \pi/2$;
- 2) інвертора, веденого мережею, якщо кут керування задавати у межах $\pi/2 < \alpha < \pi$.

На рис. 11.15 зображено залежності напруги U_d від кута керування α та кута випередження:

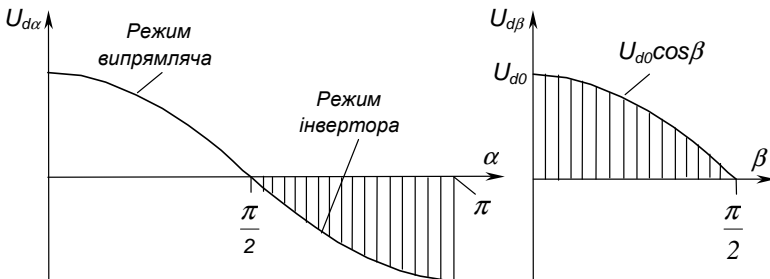


Рис. 11.15 – Регульовальні характеристики інвертора, веденого мережею, для режимів керованого випрямляча і інвертора

$$\beta = \pi - \alpha.$$

Характеристика $U_{d\beta} = f(\beta)$ свідчить, що за різних β напруга $U_{d\beta}$ повинна бути меншою або дорівнювати U_{d0} :

$$U_{d\beta} < U_{d0}. \quad (11.26)$$

Ведені мережею інвертори використовують у таких випадках:

- 1) для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча);
- 2) для регульованого гальмування двигунів (режим інвертора).

На рис. 11.16 наведено схему реверсивного перетворювача напруги, призначеного для регулювання швидкості обертання і реверсу (зміни напрямку обертання) двигуна постійного струму.

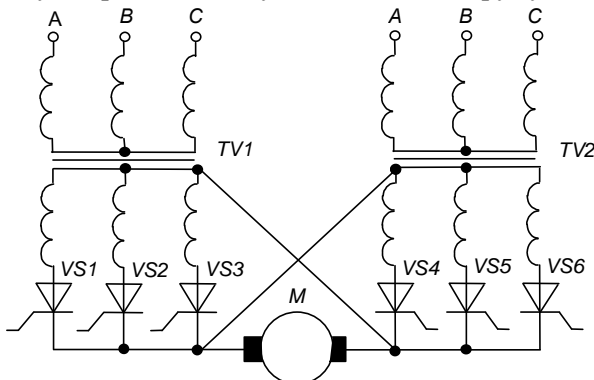


Рис. 11.16 – Реверсивний перетворювач напруги

І ліва і права частини пристрою можуть працювати, як у режимі керованого випрямляча, так і у режимі інвертора, веденого мережею.

Розглянемо один із можливих алгоритмів роботи такого перетворювача, що називається режимом з роздільним керуванням.

При вмиканні тиристорів $VS1-VS3$ лівої частини схеми перетворювача з кутом керування $\alpha < \pi/2$ він працює як керований випрямляч, забезпечуючи керування швидкістю обертання двигуна M у одному напрямку. Тиристиори $VS4-VS6$ правої частини схеми при цьому вимкнені.

Для зміни напрямку обертання, спочатку припиняють подачу імпульсів керування на тиристиори $VS1-VS3$ і очікують зниження до нуля струму у колі живлення двигуна, що визначається індуктивністю останнього. Це повинно забезпечити відновлення запірних властивостей тиристорів $VS1-VS3$ і тим самим виключити можливість виникнення короткозамкненого контуру після вмикання тиристорів $VS4-VS6$ правої частини перетворювача. Зниження струму фіксують автоматично за сигналом датчика струму, наприклад, шунта, увімкненого в коло живлення двигуна.

Далі подають імпульси керування на тиристиори $VS4-VS6$ правої час-

тини перетворювача з кутом керування $\alpha > \pi/2$.

Оскільки механічна система двигун-навантаження досить інерційна, то за час паузи у керуванні тиристорами частота обертання двигуна і напруга на його якорі істотно не змінюються.

При куті керування $\alpha > \pi/2$ права частина перетворювача працює як інвертор, а двигун при цьому діє як джерело енергії – працює у генераторному режимі.

В двигуні виникає гальмівний момент, що призводить до швидкого зниження швидкості його обертання й е.р.с. якоря.

Механічна енергія, що була накопичена в масивних частинах двигуна та його навантаження (тих, що обертаються), перетворюється у електричну і повертається до мережі живлення, а не гаситься, як звичайно, в спеціальних потужних резисторах.

Гальмування двигуна з поверненням енергії до мережі називають **рекуперуванням**.

Отже, якщо пристрій працює у режимі інвертора, джерелом енергії є двигун, а споживачем (навантаженням) – мережа змінного струму.

За зменшення кута керування до значення $\alpha = \pi/2$, двигун зупиняється. Подальше зменшення кута призводить до розгону двигуна з обертанням у протилежному напрямку. При $\alpha = 0$ швидкість обертання досягає номінального значення. Тепер права частина перетворювача працює як випрямляч, а ліву вимкнено.

За необхідності наступного реверсу (гальмування двигуна і зміни напрямку його обертання), імпульси керування знімають з тиристорів $VS4-VS6$ правої частини перетворювача, очікують зниження струму двигуна до нуля і вмикають тиристири $VS1-VS3$ лівої частини і т.д.

11.3. Приклади застосування інверторів із використанням мікроелектронних пристроїв

Починаючи з кінця минулого століття і у наш час провідні світові фірми-виробники силових напівпровідникових приладів не обмежуються розробкою лише широкої номенклатури власне новітніх приладів. Одночасно, для забезпечення якнайшвидшого і широкого впровадження своєї продукції, вони продукують також і мікроелектронні пристрої керування, що забезпечують узгодження схеми керування з силовими приладами у типових електронних пристроях – **драйвери**. Силові прилади можуть бути придбані розробниками і виробниками

електронної апаратури як у вигляді одиночних дискретних компонентів, так і у вигляді модулів.

Модуль може містити у собі окрім власне силового приладу (наприклад, тиристора або БТІЗ) захисний зворотний діод. Або являти собою півмостову схему з керованим силовим приладом і діодом, чи півмостову схему з двома керованими приладами (можливо також і з захисними діодами), навіть повністю керовану мостову одно- чи трифазну схему і т.п. (див. пп. 2.8).

Так на рис. 11.17 наведено схему силового модуля CPV364MM (фірма International Rectifier, США), що являє собою трифазний повністю керований міст на силових БТІЗ $VT1-VT6$ із захисними зворотними діодами $VD1-VD6$. Габаритні розміри модуля складають $66,43 \times 21,97 \times 7,87$ мм. Він має односторонні виводи довжиною 6,99 мм.

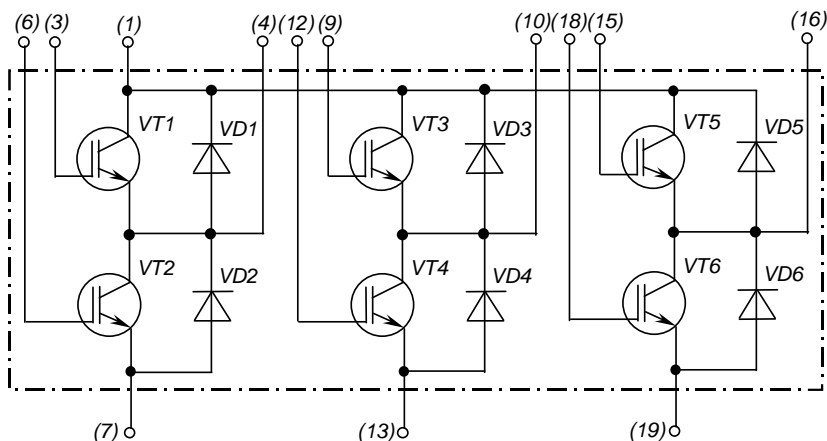


Рис. 11.17 – Мостовий трифазний модуль CPV364MM

Модуль CPV364MM забезпечує комутацію напруги до 600 В при струмі до 22 А (встановлюється на тепловідводі) і частоті до 10 кГц.

Типову схему пристрою керування трифазним електродвигуном від однофазної мережі (фірма International Rectifier, США), виконаного на основі модуля CPV364MM, наведено на рис. 11.18. Основу її складає трифазний інвертор напруги (див. рис. 11.10).

Пристрій живиться від однофазної мережі з напругою 115 В змінного струму частотою 60 Гц (стандартні значення напруги і частоти мережі у США). Випрямлена випрямлячем, побудованим на $VD1-VD4$ та C_2 , напруга подається на повністю керований трифазний міст – модуль

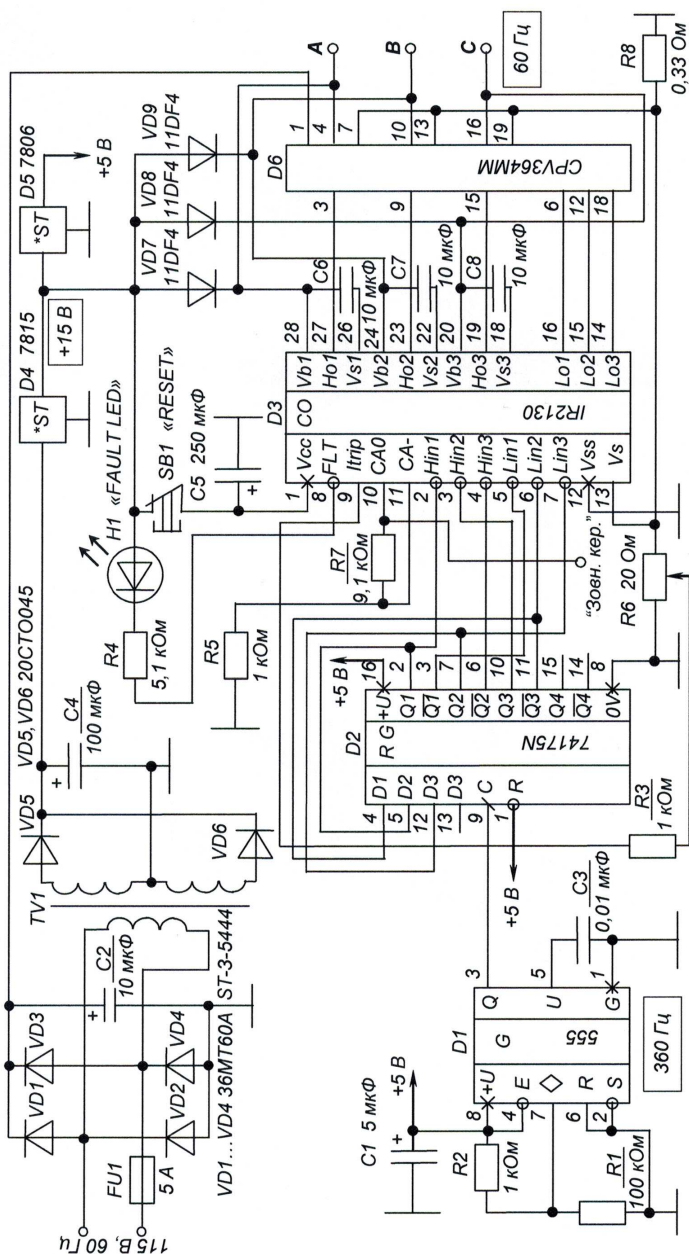


Рис. 11. 18 – Типовий пристрій керування трифазним електродвигуном.
Схема електрична принципова

D6, до виводів якого *A*, *B*, *C* підмикають трифазний двигун.

Керування вентилями моста здійснює драйвер *D3* типу IR2130. Для завдання необхідного алгоритму вмикання вентилів (транзисторів модуля *D6*), на входи драйвера надходять сигнали з кільцевого лічильника, що має шість станів і побудований на ІМС *D2* типу 74175N (містить у собі чотири *D*-тригери зі спільними ланцюгами синхронізації і установлення нуля). Для забезпечення частоти напруги живлення двигуна у 60 Гц, на вхід синхронізації лічильника подаються тактові імпульси з частотою 360 Гц з виходу мультивібратора, виконаного на таймері *D1* типу 555 (див. пп. 8.9).

Живлення усіх ІМС системи керування забезпечує випрямляч, побудований на *TV1*, *VD5*, *VD6*, *C₄* з інтегральними трививідними стабілізаторами напруги *D4* типу 7815 (+15 В) та *D5* типу 7806 (+5 В).

Керування значенням струму двигуна відбувається зі зміною положення регулятора резистора *R₆* або сигналом від зовнішнього пристрою, що подається на вхід «Зовн. кер.» Резистор *R₈* забезпечує зворотний зв'язок за вихідним струмом пристрою, за рахунок чого при перевантаженні чи появі наскрізного струму через транзистори модуля (наприклад, через *VT1* і *VT2*) вихідні сигнали драйвера *D3* вимикаються.

У випадку збою у роботі схеми керування драйвера також блокується видача сигналів керування вентилями моста і подається сигнал індикації збою, що вмикає світлодіод *H1* “*FAULT LED*” (цей сигнал може подаватись також у зовнішній пристрій керування). Повернення драйвера після збою до нормального режиму роботи здійснюється натисканням на кнопку *SB1* “*RESET*”.

Схему надмініатюрного електронного баласту для газорозрядних люмінесцентних ламп (фірма International Rectifier, США) наведено на рис. 11.19. Ця схема є типовою для малопотужних (від 13 до 26 Вт) ламп. Її основу складає гібридна ІМС драйвера типу IR51H420. У залежності від потужності лампи *EL* елементи *C₁*, *C₆*, *L₁*, *R₃* мають різні номінальні значення (на рисунку наведено варіант для 13 Вт). Габаритні розміри друкованої плати, на якій розміщуються усі елементи баласту, складають $1\frac{3}{8}$ на $1\frac{3}{8}$ дюйми.

Пристрій є перетворювачем змінної напруги 240 В частотою 60 Гц у змінну напругу з підвищеною частотою – від 28,5 до 44 кГц залежно від потужності лампи.

Змінна напруга низької частоти спочатку перетворюється у постійну випрямлячем, побудованим на *VD1-VD4*, *C₁*, а потім за допомогою

– з безпосереднім зв'язком (циклоконвертори).

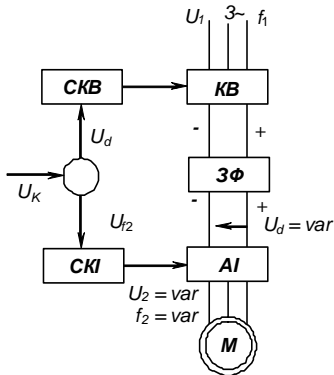


Рис.11.20 – Перетворювач з проміжною ланкою постійного струму

а напруги U_d – випрямляч, що регулює напругу, яка надходить на AI . В сучасних перетворювачах в AI використовується принцип широтно-імпульсної модуляції (*ШИМ*) (див. пп. 11.1.4), тому в таких перетворювачах обидві функції регулювання виконує інвертор, а випрямляч при цьому є некерованим.

Такі перетворювачі дозволяють регулювати вихідну частоту f_2 за допомогою системи керування інвертора CKI в широкому діапазоні як вище, так і нижче частоти мережі живлення f_1 . Переважна сфера використання – електроприводи змінного струму.

У перетворювачах частоти з безпосереднім зв'язком, як показано на рис. 11.21, крива вихідної напруги змінної частоти f_2 формується з ділянок напруги мережі живлення, що за допомогою тиристорів безпосередньо зв'язана з навантаженням. Принцип дії перетворювачів аналогічний реверсивному тиристорному перетворювачу. При формуванні позитивного півперіоду вихідної частоти (див. рис. 11.21,а) працюють тиристори перетворювача $ТП1$ (катодна група вентилів $VS1, VS2, VS3$). При цьому струм крізь навантаження i_n проходить у напрямку, показаному суцільною стрілкою. Перетворювач $ТП2$ при цьому вимкнутий.

При формуванні негативного півперіоду працюють тиристори $ТП2$ (анодна група вентилів $VS4, VS5, VS6$). Струм навантаження надходить у зворотному напрямку (перервна стрілка), $ТП1$ при цьому вимкнутий. Переваги цього перетворювача – природна комутація тиристорів (тобто не потрібні повністю керовані СНП) і більш високий к.к.д., бо має місце

Структурну схему перетворювача з проміжною ланкою постійного струму наведено на рис. 11.20. Змінна напруга мережі живлення U_1 з частотою f_1 випрямляється керованим випрямлячем KB , що має систему керування $СКВ$, згладжується LC -фільтром 3Φ і надходить на автономний інвертор AI з системою керування CKI . На виході інвертора отримують змінну напругу частотою f_2 . Функцію регулювання частоти здійснює інвертор,

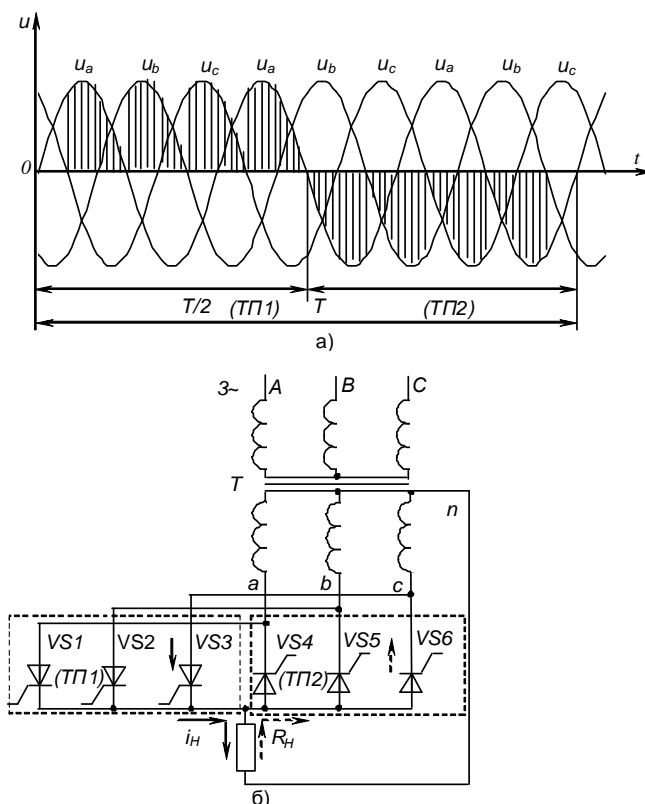


Рис. 11.21 – Тиристорний перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком: а) діаграми вихідної напруги; б) схема електрична принципова

одноразове перетворення енергії (зі змінного струму одразу в змінний, на відміну від перетворювача на рис. 11.16, де має місце дворазове перетворення: спочатку в постійний, а потім знову в змінний).

Частота в такому перетворювачі регулюється часом роботи кожної групи (становить півперіод вихідної напруги). Значення вихідної напруги регулюється зміною кутів керування тиристорів α у кожній групі (див. рис. 11.21, б). Доцільний діапазон змінювання частот від 0 до 30 Гц (менший, ніж у перетворювачів з ланкою постійного струму). Окрім того, зі зниженням напруги на виході цих перетворювачів через суттєве спотворення форми вихідної напруги зменшується коефіцієнт

потужності. Сфера використання – частотний електропривод потужних тихохідних асинхронних і синхронних електродвигунів.



Контрольні запитання

1. Поясніть, що таке автономний інвертор? Коли застосовують автономні інвертори?
2. Вкажіть різницю між інверторами струму і інверторами напруги.
3. Наведіть схему трансформаторного інвертора струму і поясніть її роботу. Як в ньому забезпечується вимкнення тиристорів, що працюють на постійному струмі?
4. Наведіть схему півмостового інвертора напруги і поясніть його роботу. Як в ньому забезпечується вимкнення тиристорів, що працюють на постійному струмі?
5. Вкажіть переваги застосування у перетворювачах новітніх вентильних напівпровідникових приладів в порівнянні з одноопераційними тиристорами.
6. Наведіть схему однофазного інвертора напруги на IGBT-транзисторах і поясніть специфіку її роботи при активно-індуктивному навантаженні.
7. Поясніть принцип дії синусоїдної ШІМ та покажіть, які переваги отримують автономні інвертори при її використанні.
8. Наведіть схему трифазного інвертора напруги і поясніть принцип його роботи.
9. Наведіть схему резонансного інвертора, поясніть специфіку його роботи.
10. Поясніть будову і переваги випрямлячів з багатократним перетворенням.
11. Що таке інвертор, ведений мережею? Коли використовують такі інвертори?
12. Поясніть призначення і роботу реверсивного перетворювача напруги.
13. Для чого і як забезпечують електромагнітну сумісність перетворювачів з мережею живлення?
14. Наведіть приклади застосування інверторів.
15. Поясніть принцип дії перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму та з безпосереднім зв'язком (циклоконверторів).

РОЗДІЛ 12

ВПЛИВ ВЕНТИЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА МЕРЕЖУ. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ

12.1. Загальні відомості про електромагнітну сумісність

Характерною рисою сучасних систем електропостачання є їхня насиченість споживачами з істотно нелінійними ВАХ. Стосовно мережі живлення ці споживачі є джерелами вищих гармонік. Причому, кількісний і якісний їхній склад з часом істотно змінювався. Якщо на перших етапах розвитку промислової електротехніки поява вищих гармонік була зумовлена процесами у феромагнітних пристроях, то у останні десятиліття основним джерелом вищих гармонік є вентильні перетворювачі виконані на силових напівпровідникових ключах. Їхнє використання як у високовольтих, так і в низьковольтих мережах безупинно зростає. Наприклад, потужність нелінійних навантажень, що складаються, в основному, із перетворювальних пристроїв, у цеховій мережі сучасного металургійного заводу України вже сьогодні становить близько 80% потужності комплексної трансформаторної підстанції. При цьому коефіцієнт нелінійних спотворень кривої напруги в мережах 0,38 кВ цих цехів може досягати 10-15%.

Велика питома вага нелінійних навантажень у загальному складі споживачів електроенергії, тенденція до істотного зростання їхньої кількості і при цьому широке впровадження устаткування, чутливого до спотворень форми кривих струму і напруги мережі живлення, визначили зростаючу увагу як розробників електроустаткування, так і його експлуатаційників до проблеми вищих гармонік.

Спотворення форми кривих струмів і напруг, як правило, пов'язане з посиленням взаємного впливу споживачів різного виду, зумовленого нелінійними навантаженнями. Для характеристики цього впливу використовують поняття «електромагнітна сумісність», що визначає ступінь взаємного впливу електроприймачів, за якого відсутні порушення їхньої нормальної роботи і не відбувається зниження ефективності роботи нижче деякої економічно обґрунтованої межі.

Електромагнітна сумісність залежить також і від особливостей мережі живлення. Так сумісність перетворювачів з мережею визначається не тільки параметрами перетворювача, але і схемою мережі, потужністю короткого замикання на шинах, що живлять це навантаження. При цьому, чим ближче значення потужності мережі живлення до потужності перетворювача, тим складніше забезпечити їхню електромагнітну сумісність.

Таким чином, **електромагнітна сумісність** – це здатність електроприймача нормально функціонувати в мережі електропостачання, до якої він підключений, і не вносити в цю мережу завад, неприпустимих для роботи інших електроприймачів.

Досягнення електромагнітної сумісності забезпечується обмеженням деяким припустимим значенням спотворень форми кривої напруги, викликаних нелінійним навантаженням. Якісні і кількісні критерії припустимого спотворення форми кривої напруги мережі ще не погоджено на міжнародному рівні. Тому норми й рекомендації, розроблені фахівцями різних країн, істотно різняться. Наприклад, останній стандарт колишнього СРСР, що регламентував показники якості електроенергії у електричних мережах загального призначення (ГОСТ 13109-87), нормував припустимі рівні окремих гармонік, що диференціювалися у залежності від рівня напруги в мережі, а також коефіцієнта нелінійних спотворень K_n . Зокрема, для низьковольтних мереж (напругою до 1 кВ) останній був обмежений значеннями: $K_n \leq 3\%$ – довгостроково та $K_n \leq 5\%$ – короткочасно. Цей коефіцієнт, що його ще називають **коефіцієнтом гармонік**, розраховують за формулою (порівняйте з (3.40)):

$$K_n = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (12.1)$$

де $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$ – діючі значення напруг гармонійних складових напруги живлення.

У промислово розвинених країнах введено більш жорсткі обмеження на значення гармонік струму, що генеруються окремим нелінійним навантаженням. Таке обмеження зобов'язує застосовувати спеціальні способи й засоби для обмеження вищих гармонік у вузлах мереж, до яких підключені нелінійні навантаження. Це дозволяє уникнути проникнення гармонік струму з мереж споживачів у мережі енергосистем.

Так остання редакція стандарту МЕК 555-2 (введена в дію з 1992 р.), що нормує рівні вищих гармонік струмів різних порядків, які генеруються побутовим радіоелектронним і електротехнічним устаткуванням, приписує необхідність забезпечення коефіцієнта потужності на вході, практично рівного одиниці для усіх споживачів потужністю більшою за 700 Вт (США) і 300 Вт (країни Європейського Союзу). Тобто струми, споживані зазначеним устаткуванням у цих країнах, повинні бути практично синусоїдними.

Україна, у відповідності до своєї зовнішньополітичної доктрини, досить цілеспрямовано прагне увійти до складу Європейського Союзу, а, отже, стати повноцінним учасником європейського ринку. Тому у найближчому майбутньому необхідно буде забезпечувати виконання зазначених вище норм стандарту МЕК 555-2 згідно до вимог відповідного національного стандарту.

Виходячи з наведеного, вивчення впливу на мережу вентиляльних перетворювачів, що становлять на сьогодні основний клас нелінійних навантажень, а також розгляд основних способів і засобів, що забезпечують зниження цього впливу, є необхідним при підготовці фахівців електротехнічного профілю.

12.2. Коефіцієнт потужності вентиляльних перетворювачів та основні шляхи його підвищення

Уже зазначалося, що вентиляльні перетворювачі, як джерела вищих гармонік струму, впливають на форму напруги живлення. При цьому вплив тим сильніший, чим ближчі значення потужності перетворювача і потужності мережі живлення. Це ілюструє рис. 12.1.

Джерело змінної напруги u тут представлено у вигляді джерела е.р.с. e з власними індуктивністю $L_{\text{дж}}$ й опором $R_{\text{дж}}$. Форма струму i , споживаного перетворювачем, є характерною для випрямлячів, що працюють на ємнісний згладжувальний фільтр C_{ϕ} (навантаження $VDCR$ -типу) і є найбільш розповсюдженими типопредставниками вентиляльних перетворювачів. Спотворення форми кривої напруги u призводить до зросту втрат, зниження моменту двигунів і к.к.д. навантаження, а також може призвести до збоїв у роботі інших споживачів, підімкнених до цієї мережі.

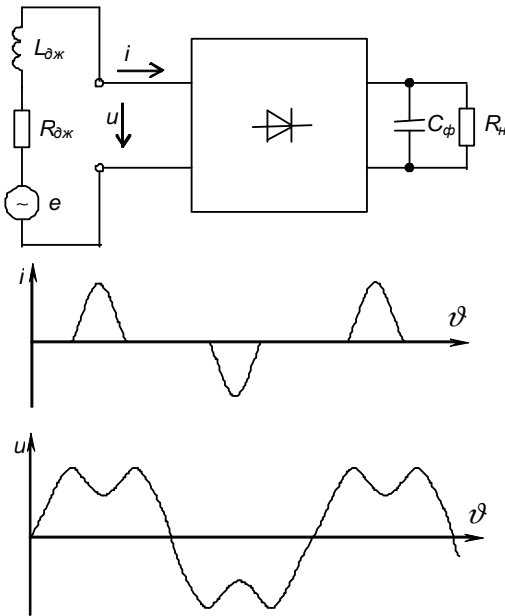


Рис. 12.1– Ілюстрація впливу вентильного перетворювача на мережу живлення

Для оцінки ступеню такого впливу вентильні перетворювачі прийнято характеризувати як нелінійне навантаження за допомогою вхідного **коефіцієнта потужності** K_{nom} . Цей коефіцієнт дорівнює відношенню активної потужності, що є сумою втрат і активної потужності, що виділяється у навантаженні, до повної потужності на вході.

Тобто

$$K_{nom} = \frac{P}{S}. \quad (12.2)$$

Активна потужність визначається як сума середніх потужностей окремих гармонік:

$$P = \sum_{v=0}^{\infty} U_v I_v \cos \varphi_v, \quad (12.3)$$

де U_v , I_v , φ_v – діючі значення напруги, струму і фазовий кут гармоніки v -го порядку. Нульова гармоніка є постійною складовою.

Оскільки к.к.д. перетворювачів досить близький до одиниці, то можна вважати, що активна потужність P характеризується тільки потужністю, що виділяється у навантаженні.

Повну потужність знаходять як добуток діючих значень напруги та струму

$$S = UI = \sqrt{\sum_{v=0}^{\infty} U_v^2 \sum_{v=0}^{\infty} I_v^2}. \quad (12.4)$$

Значення коефіцієнта потужності на вході вентильного перетворювача може бути знайдене як

$$K_{nom} = \frac{\sum_{v=0}^{\infty} U_v I_v \cos \varphi_v}{\sqrt{\sum_{v=0}^{\infty} U_v^2 \sum_{v=0}^{\infty} I_v^2}}. \quad (12.5)$$

Часто використовують форму запису K_{nom} , основану на представленні **повної потужності** у вигляді окремих складових: **активної, реактивної і потужності спотворення**. Тоді вираз (12.2) матиме вигляд:

$$K_{nom} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}, \quad (12.6)$$

де Q , T – реактивна потужність та потужність спотворення відповідно;

$$Q = \sum_{v=1}^{\infty} U_v I_v \sin \varphi_v; \quad (12.7)$$

$$T = \sqrt{\sum_{\substack{v=1 \\ \mu=1 \\ v \neq \mu}}^{\infty} U_v^2 I_{\mu}^2 + U_{\mu}^2 I_v^2 - 2U_v I_{\mu} U_{\mu} I_v \cos(\varphi_v - \varphi_{\mu})}. \quad (12.8)$$

Необхідно зазначити, що за чисто активного навантаження $T = 0$, тобто $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$.

З виразу (12.6) випливає, що у вентильних перетворювачів, навіть при їхній роботі на активне навантаження, через спотворення форми споживаного струму у результаті регулювання вихідного параметру перетворювача (наприклад, напруги на виході регульованого електронного ключа – див. розділ 10) маємо $K_{nom} < 1$. Причому, зазвичай, чим ширший діапазон змін кута керування перетворювача, тим нижче значення K_{nom} , а, отже, і більш істотний негативний вплив перетворювача на систему електропостачання.

Таким чином, вентильний перетворювач, як і будь-яке нелінійне навантаження, є джерелом **неактивної потужності**, що включає в себе реактивну потужність і потужність спотворення. Природно, що, чим нижчим є значення K_{nom} , тим частка неактивної потужності у загальному потоці електроенергії більша.

Відомо, що неактивна потужність пов'язана з періодичним обміном електроенергією між джерелом та споживачем, і не виконує корисної

роботи. У результаті виникає додаткове навантаження системи електроживлення і додаткові втрати в її передатних компонентах.

Крім того, потужність спотворення викликає додаткові втрати через специфіку передачі енергії на підвищених частотах. Особливо це проявляється, якщо потужність вентильного перетворювача сумірна із потужністю мережі живлення (див. рис. 12.1).

У зв'язку з вказаним, на практиці значення неактивної потужності прагнуть мінімізувати. Вирішення цієї задачі привертає велику увагу як фахівців у галузі електроенергетики й електротехніки, так і розробників перетворювальних пристроїв і вимагає їхньої спільної роботи.

Аналізуючи досвід розробки й експлуатації вентильних перетворювачів у нашій країні і у розвинених країнах, де висуваються особливо високі вимоги до якості електричної енергії, можна виділити два основних напрямки розв'язання цієї досить складної задачі:

- 1) створення вентильних перетворювачів з K_{nom} близьким до одиниці;
- 2) компенсація неактивної потужності, створюваної вентильними перетворювачами, за допомогою додаткових **джерел реактивної потужності**, що вмикаються на їхньому вході (**некерованих** – пасивні LC -фільтри, у т.ч. і резонансні; **керованих** – активні фільтри, виконані на основі повністю керованих силових напівпровідникових приладів, або **комбіновані фільтри**, що являють собою сполучення малопотужного активного фільтра і потужного пасивного LC -фільтра).

На даний час розробниками вентильних перетворювачів запропоновано достатню кількість технічних рішень і організаційних заходів, що дозволяють істотно підвищити значення K_{nom} (тобто поліпшити електромагнітну сумісність). Як приклад, перелічимо найбільш характерні із них, що зараз широко застосовуються при створенні найбільш масових перетворювальних пристроїв – випрямлячів:

- вмикання паралельно до навантаження нульового діода (див. пп. 9.10.3);
- побудова перетворювача за несиметричною схемою з використанням при цьому послідовно увімкнених регульованих і нерегульованих мостових випрямлячів, що чередуються один з одним;
- застосування багатofазних схем випрямлення (шестипульсних та дванадцятипульсних);
- застосування схем з примусовою комутацією тиристорів або виконаних на повністю керованих приладах.

Особливо великі можливості відкрилися перед розробниками перетворювальних пристроїв з появою силових БТІЗ (IGBT-транзисторів), розрахованих на роботу при струмах понад 1000 А та напрузі до 2000 В і які можуть комутувати відповідні досить великі потоки енергії з частотою до 100 кГц. Використання цих приладів як швидкодіючих повністю керованих ключів у ШІМ-регуляторах з високою несучою частотою дозволило формувати споживані перетворювачем струми, з формою близькою до синусоїдної за низьких масогабаритних показників згладжувальних фільтрів.

Перспективність застосування таких перетворювачів підтверджується тим, що у останні роки даний напрямок дістав інтенсивний розвиток у таких ведучих західних фірмах, як «Siemens» (Німеччина), «Toshiba» (Японія), «Rocuel», «General Electric», «Computer Production», «Westinghouse» (США) та ін.

У зв'язку з тим, що порушені питання досить детально розглядаються у спеціальній літературі, призначеній для підготовки фахівців у галузі перетворювальної техніки і силової електроніки, ми у нашому підручнику обмежимося, як прикладом, лише наведеною вище загальною характеристикою першого шляху поліпшення електромагнітної сумісності вентильних перетворювачів.

Необхідно мати на увазі, що при розробці нових електротехнічних виробів завжди поряд із необхідністю поліпшення їхніх технічних показників враховують також вартісні показники, що зумовлюють ціну поліпшень. Це за підсумком визначає економічну доцільність прийняття чи не прийняття того чи іншого технічного рішення. Як результат, поряд із розробкою досконалих вентильних перетворювачів з K_{nom} близьким до одиниці, і надалі обов'язково будуть випускатись й розроблюватися нові перетворювачі з $K_{nom} < 1$, але більш дешеві, прості і надійні. Тому в експлуатації, як сьогодні, так і у прогнозованому майбутньому буде знаходитись велика кількість перетворювачів з досить низьким K_{nom} , що їхню електромагнітну сумісність необхідно буде забезпечувати за допомогою реактивних джерел енергії, як некерованих, так і керованих. Тобто – йти по другому із вказаних вище напрямків підвищення K_{nom} . Цей шлях є більш універсальним, бо забезпечує електромагнітну сумісність не тільки вентильних перетворювачів, але і будь-яких інших нелінійних навантажень.

Ефективність компенсаційних джерел реактивної потужності особливо зросла у зв'язку зі створенням на основі високочастотних повністю керованих силових напівпровідникових приладів (наприклад, БТІЗ) потужних активних фільтрів.

Варто додати, що джерела реактивної потужності не тільки поліпшують електромагнітну сумісність нелінійних навантажень, але і досить радикально вирішують проблему енергозбереження, виключаючи в мережі перетікання неактивної потужності.

Виходячи з наведеного, на нашу думку, знання специфіки вирішення порушених питань для фахівців електротехнічного профілю є не тільки корисним, але і необхідними. Тому розглянемо детальніше використання компенсаційних джерел реактивної потужності для поліпшення $K_{\text{ном}}$ вентильних перетворювачів.

12.3. Некеровані джерела реактивної потужності

Підмикання джерел реактивної потужності до входу вентильних перетворювачів компенсує неактивну складову споживаної потужності і у такий спосіб підвищує їхній вхідний коефіцієнт потужності. Джерела реактивної потужності дозволяють підвищити коефіцієнт потужності будь-яких кіл. Однак використання їх разом з вентильними перетворювачами має свої особливості, зумовлені нелінійним характером вхідного опору перетворювачів і несинусоїдністю струму, споживаного із мережі.

Некеровані джерела реактивної потужності можуть виконуватися у різний спосіб. Найбільше поширення в перетворювальній техніці дістали джерела реактивної потужності, що являють собою силові згладжувальні ємнісні фільтри або резонансні LC -фільтри.

Розглянемо можливість підвищення $K_{\text{ном}}$ за допомогою джерела реактивної потужності, що складається з так званих косинусних конденсаторів, як показано на рис. 12.2. Набір конденсаторів увімкнено паралельно до входу вентильного перетворювача, тому струм i , споживаний із мережі, дорівнює сумі струмів перетворювача i_n та компенсаційного струму i_k .

На векторній діаграмі, наведений на рис. 12.2,б, вектор I_1 відповідає першій (основній) гармоніці струму i_n . Розкладемо струм I_1 на його складові – I_{1a} (активну) і I_{1p} (реактивну). Якщо струм конденсаторів $I_k = I_1 \sin \varphi = I_{1p}$, то струм i є синфазним до напруги живлення.

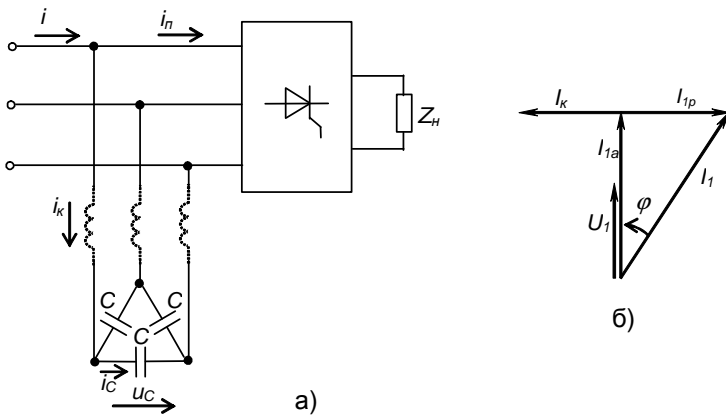


Рис. 12.2 – Схема підмикання до вентильного перетворювача компенсаційних конденсаторів (а) та векторна діаграма струмів і напруг (б)

Установка за рис. 12.2,а у цьому випадку не споживає із мережі реактивної потужності: реактивна потужність, споживана перетворювачем, має індуктивний характер і компенсується за рахунок реактивної потужності, що виробляється конденсаторами фільтра.

Струм через кожний конденсатор у схемі становить $I_C = I_k / \sqrt{3}$, напруга на конденсаторі $U_C = U_{1\lambda} = \sqrt{3}U_{1\phi}$. Таким чином

$$C = \frac{I_C}{\omega U_C} = \frac{I_k}{3\omega U_{1\phi}}. \quad (12.9)$$

При повній компенсації реактивної потужності споживача за першою гармонікою

$$C = K_{cn} I_n \frac{\sin \phi}{3\omega U_{1\phi}}, \quad (12.10)$$

де $K_{cn} = \frac{I_1}{I_n} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_n^2}}$ – коефіцієнт спотворення струму i_n ;

I_n – діюче значення струму, споживаного перетворювачем.

Для захисту конденсаторів від перегріву за рахунок протікання через них вищих гармонік струму, генерованих перетворювачем, в схему вводять невеликі індуктивності (показані на рис. 12.2,а пунктиром).

Оскільки реактивна потужність перетворювача змінюється у процесі роботи (через зміни значення кута керування α), повна компенсація реактивної потужності можлива лише у одному з режимів. У інших режимах можлива неповна компенсація реактивної потужності або генерація у мережу надлишкової реактивної потужності. Вибір ємності конденсаторів при цьому визначається режимами роботи перетворювача й мережі, а також економічними міркуваннями, оскільки збільшення ємності підвищує вартість установки та її габарити. Однак при використанні косинусних конденсаторів завжди необхідно пам'ятати про те, що хоча це й не призводить до додаткового утворення гармонік, проте, створює резонансні кола, що можуть викликати багаторазове збільшення нормального рівня гармонік у колах конденсаторів. Як наслідок – додаткові перевантаження устаткування, зокрема, тих же силових конденсаторів.

Зараз більш поширені **силові резонансні фільтри**, що складаються з реакторів і конденсаторів, з'єднаних послідовно. Параметри останніх вибираються таким чином, щоб для обраних частот мав місце резонанс напруг. Резонансний контур напруги, як правило, виконує подвійну функцію. По-перше, він генерує на основній частоті реактивну потужність, що дозволяє поліпшити коефіцієнт потужності, по-друге, частково шунтує вищі гармоніки, на частоту яких він налаштований.

Таким чином, силові резонансні фільтри, що їх ще називають **фільтрокомпенсаційними**

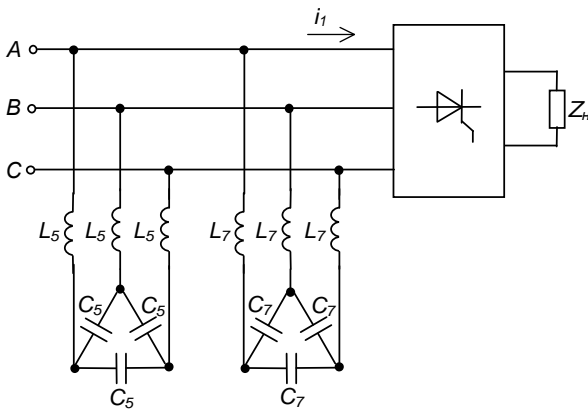


Рис. 12.3 – Схема підмикання силового резонансного фільтра компенсації 5 та 7 гармонік

пристроями (ФКП), забезпечують комплексне вирішення задачі підвищення якості електроенергії в мережі живлення.

На рис. 12.3 наведено схему такого пристрою, що містить систему багатofазних коливальних LC-контурів з резонансом напруг. Частота резонансу кож-

ного із цих контурів відповідає частотам найбільш інтенсивних вищих гармонійних складових напруги мережі, зумовлених роботою перетворювача (або іншого нелінійного навантаження). У трифазних системах без нульового проводу гармоніки кратні трьом, зазвичай, (в силу симетрії) відсутні і гармонійними складовими напруги в мережі бувають 5, 7, 11, 13 і т.д. гармоніки. При цьому нижчі з них діють найбільш інтенсивно.

Резонансна частота контуру L_5C_5 становить $\omega_{05} = 5\omega$.

Для цього контуру виконуються співвідношення:

$$\sqrt{3L_5C_5} = \frac{1}{\omega_{05}}; \quad L_5C_5 = \frac{1}{3(5\omega)^2}. \quad (12.11)$$

У контурі L_7C_7 резонанс настає на частоті $\omega_{07} = 7\omega$, тому

$$\sqrt{3L_7C_7} = \frac{1}{\omega_{07}}, \quad L_7C_7 = \frac{1}{3(7\omega)^2}. \quad (12.12)$$

При резонансі вхідний опір кожного із контурів дорівнює нулеві (якщо зневажити втрати в індуктивності та ємності) і через них замикаються гармонійні складові струмів, що генеруються перетворювачем, минаючи мережу живлення. У результаті різко знижуються спотворення кривої напруги мережі. На її частоті ω опір зазначених контурів має ємнісний характер ($\frac{1}{\omega C_5} \gg \omega L_5$) і конденсатори C_5 та C_7

компенсують реактивну потужність, споживану перетворювачем, подібно конденсаторам схеми за рис. 12.2. Тому цей пристрій також можна вважати джерелом реактивної потужності.

Силові резонансні фільтри, що використовуються як у високовольтних, так і у низьковольтних мережах, мають ряд істотних недоліків. Оскільки їх необхідно встановлювати на кожен гармоніку, що фільтрується, то чим більш широкосмуговим є спектр частот гармонік вищих порядків, тим більш громіздким стає ФКП. Крім того, у випадку зміни еквівалентного опору системи, частоти резонансу чи порядку генерованих гармонік (а це практично завжди має місце при використанні перетворювачів), необхідно відповідно змінювати структуру фільтра.

У наш час поряд із резонансними застосовують також нетрадиційні фільтри. Вони, змінюючи умови розподілу струмів вищих гармонік, не мають названих вище недоліків. Наприклад, у низьковольтних трифазних мережах з нульовим проводом, що їхньою характерною рисою є

наявність значної частки струмів вищих гармонік нульової послідовності, досить ефективним і економічно доцільним є застосування **фільтрів струмів нульової послідовності** (ФСНП). ФСНП, здійснюючи ефективну фільтрацію струмів нульової послідовності, у 2-3 рази знижує спотворення форми кривої напруги без застосування ФКП.

Крім того, у низьковольтних мережах для зменшення взаємних височастотних завад навантажень і мережі малопотужні споживачі (радіоелектронні пристрої, ЕОМ, освітлювальні установки з електронним баластом і т.п.) рекомендується підмикати до мережі через так звані **завадопоглинальні фільтри**. Найбільш розповсюджену схему такого фільтра наведено на рис. 12.4.

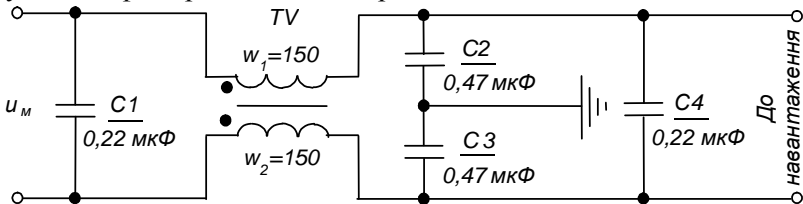


Рис. 12.4 – Мережний завадопоглинальний фільтр

Зверніть увагу на орієнтацію обмоток трансформатора *TV*, що забезпечує взаємне віднімання струмів завад у провідниках (обмотках).

Конденсатори необхідно застосовувати призначені для роботи на синусоїдній напрузі відповідного значення і з малою власною індуктивністю.

Однак необхідно зазначити, що в умовах несиметрії вищих гармонік симетричні фільтрувальні пристрої, як традиційні (резонансні фільтри), так і нетрадиційні не завжди є ефективним засобом зниження несинусоїдності струмів і напруг у низьковольтних (до 1000 В) розподільних мережах. При цьому організаційно-технічні заходи з запобігання несиметрії вищих гармонік, що виникають у процесі експлуатації мереж низької напруги, часто нездійсненні. Отже, необхідна розробка нових пристроїв, здатних в умовах несиметрії вищих гармонік струму й напруги здійснювати їхню ефективну фільтрацію.

У останні роки, особливо з введенням у дію останньої редакції згаданого вище стандарту МЕК 555-2, велика увага приділяється розробці і практичному використанню керованих джерел реактивної потужності, що виконують роль **силових активних фільтрів** (САФ). Застосування САФ дозволяє усунути недоліки, характерні для резонансних фільтрів вищих гармонік, і забезпечує практично синусоїдну

форму струму, споживаного вентильним перетворювачем чи будь-яким іншим нелінійним навантаженням із мережі.

Принцип роботи таких пристроїв полягає у тому, що спеціальний напівпровідниковий перетворювач (основна частина САФ), використовуючи енергію джерел струму або напруги, формують у своїх мережних провідниках струм, за гармонійним складом аналогічний струму нелінійного навантаження (за винятком першої гармоніки), але протилежний за знаком. У результаті відбувається взаємна компенсація неосновних гармонік струмів навантаження і зазначених напівпровідникового перетворювача. В якості останнього найбільш зручно використовувати так званий регулятор змінного струму з імпульсною модуляцією, що забезпечує керування параметрами струму у чотирьох квадрантах комплексної площини.

З огляду на важливість функції з забезпечення електромагнітної сумісності силових вентильних перетворювачів, виконуваної САФ, нижче розглянуто основні принципи їхньої побудови й використання.

12.4. Керовані джерела реактивної потужності

12.4.1. Принцип керування параметрами змінного струму у чотирьох квадрантних перетворювачах з імпульсною модуляцією

Як було показано у пп. 11.2, джерело змінного струму можна під'єднати до джерела постійного струму через перетворювач, виконаний на основі силових напівпровідникових ключів, з'єднаних за відомими схемами випрямлячів (як правило, мостових). Якщо у якості ключів такого перетворювача обрано повністю керувані напівпровідникові прилади (силові БТІЗ чи двоопераційні тиристори), то, змінюючи алгоритм керування ключами, можна забезпечити будь-які режими перетворювача, що відповідають векторній діаграмі на рис. 12.5. Тут показано вектори

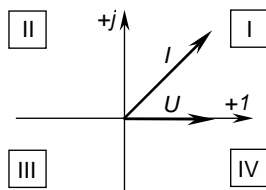


Рис. 12.5 – Векторна діаграма струму та напруги на чотирьох квадрантній комплексній площині

струму I та напруги U з боку джерела змінного струму на комплексній площині. Перетворювач може працювати як у режимі випрямлення (квадранти I та IV), так і у режимі інвертування (квадранти II та III). Повна керованість силових ключів у даному випадку дозволяє забезпечити роботу у квадрантах I та II, без застосування вузлів примусової комутації. Завдяки цьому такі **перетворювачі** й називають **чотири-квадрантними**. Як джерело (споживач) постійного струму можна використовувати будь який накопичувач електричної енергії, наприклад, індуктивний.

Розглянемо більш докладно роботу пристрою у зазначених квадрантах на прикладі перетворювача, виконаного за однофазною мостовою схемою на двоопераційних тиристорах $VS1-VS4$ з реактором L_d на боці постійного струму, показаний на рис. 12.6.

Відповідно до закону електромагнітної індукції полярність напруги на індуктивності природно змінюється на протилежну при переході з режиму накопичення в ній енергії до режиму віддавання енергії при інвертуванні. У цьому випадку немає необхідності в переключенні полярності джерела постійного струму стосовно мостової схеми при переході з режиму випрямлення до режиму інвертування.

Прийmemo наступні допущення: елементи схеми ідеальні; у реакторі з індуктивністю L_d накопичено енергію, що відповідає струму I_d ; індуктивність досить велика, щоб вважати струм незмінним і рівним струмові комутації тиристорів $VS1-VS4$.

Діаграми струму і напруги наведено на рис. 12.6,б.

Квадрант IV відповідає роботі у режимі випрямлення з кутом керування від 0 до $\pi/2$, а напрямок струму I відповідає прийому енергії індуктивним накопичувачем (цьому режимові відповідає полярність напруги на реакторі L_d , вказана без дужок).

Квадрант III відповідає режимові інвертування з кутом керування від $\pi/2$ до π . При цьому полярність напруги на реакторі змінюється на протилежну (на рис.12.6,а вказана у дужках), що відповідає видачі енергії з реактора L_d . Слід зазначити, що у квадрантах III та IV відбувається природна комутація тиристорів $VS1-VS4$. Тому для роботи тільки у цих квадрантах замість двоопераційних можуть бути використані звичайні тиристори (див. пп. 11.2).

Квадранти I та II також відповідають режимам інвертування і випрямлення перетворювача. Істотною відмінністю цих режимів від ре-

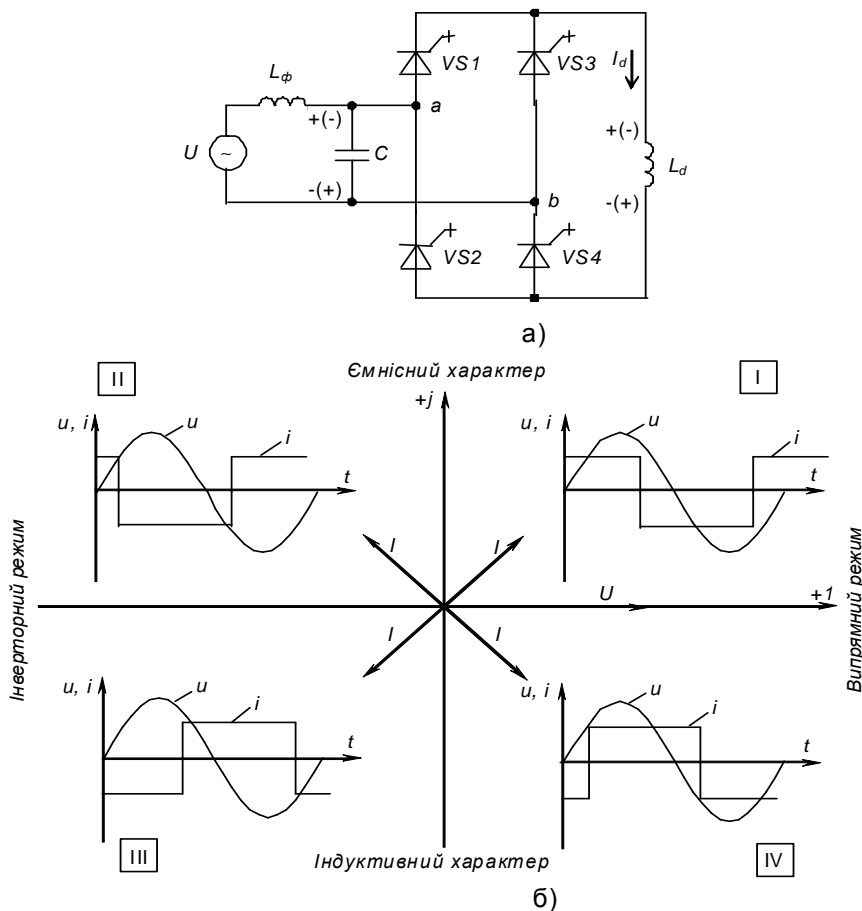


Рис. 12.6 - Чотириквандрантний перетворювач:
схема (а); діаграми струмів та напруг (б)

жимів, що відповідають квадрантам III і IV є необхідність примусової комутації тиристорів $VS1$ - $VS4$ або використання двоопераційних тиристорів.

Припустимо, що перетворювач працює у режимі випрямлення з переджуючим кутом керування у квадранті I, а струм I_d протікає через тиристори $VS1$ та $VS4$. Для того щоб перевести струм у тиристори $VS2$ та $VS3$, необхідно вимкнути тиристори $VS1$ та $VS4$, а тиристори $VS2$, $VS3$ увімкнути. При цьому умови природної комутації відсутні, бо до тиристорів $VS2$ та $VS3$ прикладено зворотну вимикаючу напругу з боку

мережі змінного струму, миттєве значення якої у цю половину періоду негативне. Однак вимикання тиристорів $VS1$ та $VS4$ у заданий момент сигналом керування призведе до виникнення проти-е.р.с. на індуктивності з полярністю, що відповідає прямій напрузі на тиристорах $VS2$ та $VS3$. За наявності сигналів вмикання цих тиристорів вони перейдуть у провідний стан, тобто відбудеться процес комутації. За прийнятих допущень цей процес протікає миттєво. У реальних схемах кінцеві значення часу вмикання і вимикання тиристорів призводять до необхідності використання RC -ланцюжків (**снаберів**), параметри яких тим менші, чим більша швидкодія тиристорів. Без цього у схемі виникають перенапруги, що можуть призвести до виходу з ладу тиристорів. Крім того, варто враховувати вплив на комутацію індуктивності мережі змінного струму, що також проявляється за перенапруг. Для зменшення перенапруг з боку змінного струму перетворювача на його вході встановлюються LC -фільтри.

Аналогічним чином відбувається комутація двоопераційних тиристорів при роботі перетворювача у режимі інвертування з випереджуючим кутом керування (квадрант II).

Робота у різних режимах, що відповідають чотирьом квадрантам, дозволяє керувати струмом перетворювача з боку змінної напруги за заданим системою керування законом. Наприклад, у розглянутій схемі можна отримати струм у формі меандру з частотою, що дорівнює частоті третьої гармоніки напруги мережі (рис. 12.7). У цьому випадку режими роботи перетворювача чередуються періодично з частотою третьої гармоніки.

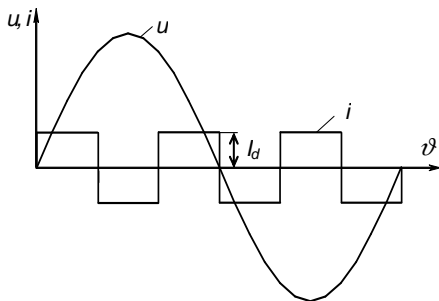


Рис. 12.7 – Струм та напруга при модуляції струму

У даний час одним із основних методів керування є широтно-

імпульсна модуляція струму або напруги за визначеним законом (див. пп. 9.10.1). У розглянутій схемі використання двоопераційних тиристорів дозволяє реалізувати ШІМ на підвищеній частоті, граничне значення якої обмежене частотними параметрами тиристорів.

Принцип реалізації ШІМ у розглянутій схемі пояснюється діаграмою напруги й струму мережі, наведеної на рис. 12.8.

Тут паузи, що відповідають нульовому значенню струму i , формуються, коли ввімкнено одну пару тиристорів мосту (наприклад, $VS1$ і $VS2$), а іншу пару ($VS3$ і $VS4$) вимкнено. На цих інтервалах струм I_d замыкається усередині мосту, не потрапляючи в джерело змінного струму.

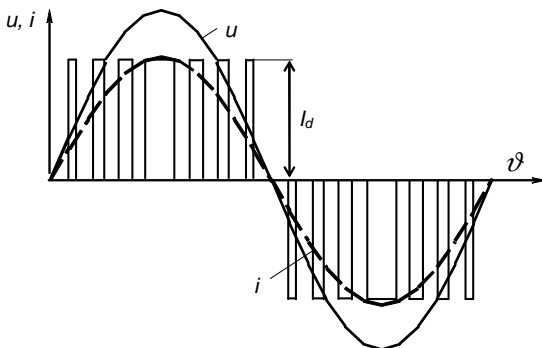


Рис. 12.8 – Широтно-імпульсна модуляція

У результаті імпульсної модуляції струм буде містити вищі гармоніки, зумовлені перемиканням ключів. Для фільтрації цих гармонік на боці змінного струму використовують LC -фільтр. Зазвичай частота імпульсної модуляції вибирається якомога вищою, тому фільтр є порівняно «легким» і істотно не впливає на енергетичні показники перетворювача.

Робота перетворювача у різних режимах, що відповідають чотирьом квадрантам, виходячи з властивості дуальності ємнісних і індуктивних елементів, може бути реалізована і при ємнісному накопичуванні з боку постійного струму. У цьому випадку джерело струму замінюється джерелом напруги U_C . За припущення, що ємність C_d досить велика, пульсаціями напруги на ній можна знехтувати і прийняти $U_C = \text{const}$. Однак на боці змінного струму джерело напруги u необхідно замінити на джерело струму i . На практиці це може відповідати послідовному вмиканню перетворювача у коло змінного струму. На рис. 12.9 представлено однофазну схему перетворювача, виконаного на БТІЗ, на боці постійного струму якого увімкнено конденсатор C_d .

Очевидно, що на таких транзисторах могла бути виконана й попередня схема. Припустимо, завданням перетворювача є формування на боці змінного струму напруги, що має форму меандру і частоту третьої гармоніки відносно частоти струму мережі f_m .

З діаграми на рис. 12.10 видно, що за один період мережі змінного струму з потрібною частотою відбувається комутація транзисторів $VT1$ - $VT4$, результатом якої є формування напруги заданої форми.

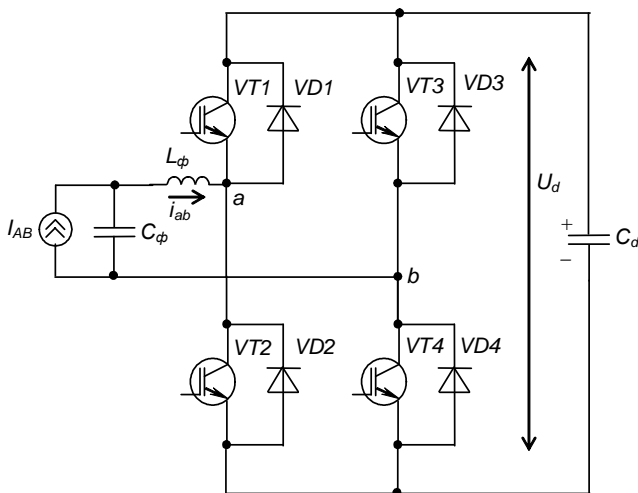


Рис. 12.9 – Чотириквadrантний перетворювач з ємнісним накопичувачем

При цьому провідний стан транзисторів VT_2 , VT_3 (або VT_1 , VT_4)

відповідає видачі енергії із конденсатора, а провідний стан діодів VD_1 , VD_4 (VD_2 , VD_3) прийманню енергії у конденсатор із мережі. Одночасно відбувається чередування режимів роботи за різними квадрантами.

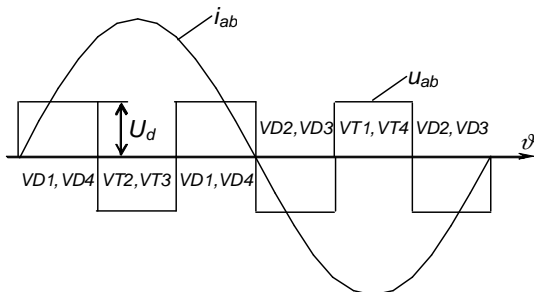


Рис. 12.10 – Струм та напруга при модуляції напруги

Розглянута схема також дозволяє здійснювати режим ШІМ. Інтервали з нульовим значенням напруги $u = 0$ формуються у стані провідності транзисторно-діодних пар VT_2 , VT_4 (або VT_1 , VT_3). Для згладжування пульсації напруги на боці змінного струму ввімкнено LC -фільтр.

Таким чином, чотириквadrантні перетворювачі з імпульсною модуляцією дозволяють реалізувати керовані за необхідним законом джерела струму або джерела напруги. Це може мати широке прикладне значення в електротехніці. Зокрема, завдяки зазначеним унікальним властивос-

тям, у даний час ці перетворювачі стали використовуватися як базові силові елементи при побудові САФ різного призначення. При цьому застосування в перетворювачах у якості силових ключів високочастотних потужних БТІЗ дозволило підвищити частоту несучого сигналу ШІМ до декількох десятків кілогерц, забезпечуючи при цьому керування потужними потоками енергії у декілька мегават з високими енергоекономічними показниками. Це, природно, істотно розширило можливості САФ, виконаних на їхній основі, з забезпечення досить жорстких вимог до електромагнітної сумісності пристроїв з нелінійним навантаженням, у т.ч. і вентильних перетворювачів великої потужності.

12.4.2. Регулювання неактивної потужності

Зазначимо, що під **неактивною потужністю** розуміють потужність змінного струму, що її середнє інтегральне значення за період дорівнює нулеві. Основними складовими цієї потужності, як було показано вище, є реактивна потужність (індуктивна чи ємнісна) і потужність спотворення. САФ дозволяють найбільш ефективно забезпечити компенсацію неактивної потужності вентильних перетворювачів. Тому їх ще називають **регуляторами неактивної потужності**.

Як уже зазначалося, основою активних фільтрів (регуляторів неактивної потужності) є перетворювачі з імпульсною модуляцією параметрів у чотириквadrантній площині і реактивним накопичувачем на боці постійного струму.

Розглянемо принцип дії таких активних фільтрів у найпростішій однофазній системі електропостачання, що складається із генератора синусоїдної напруги (першої її гармоніки) *и*. Повний внутрішній опір генератора з боку вихідних затисків представимо індуктивністю L_m . Навантаження є нелінійним (наприклад, випрямляч), а струм, що тече через навантаження, містить окрім основної (першої) гармоніки i_1 вищі гармоніки, що їх узагальнено представимо струмом $i_{\text{вс}}$.

На рис. 12.11 показано типові схеми вмикання активних фільтрів, що є генераторами струму чи напруги. Фільтр з паралельним вмиканням генератора вищих гармонік струму $i_{\text{вс}}$, які знаходяться у протифазі до вищих гармонік струму, створюваних нелінійним навантаженням,

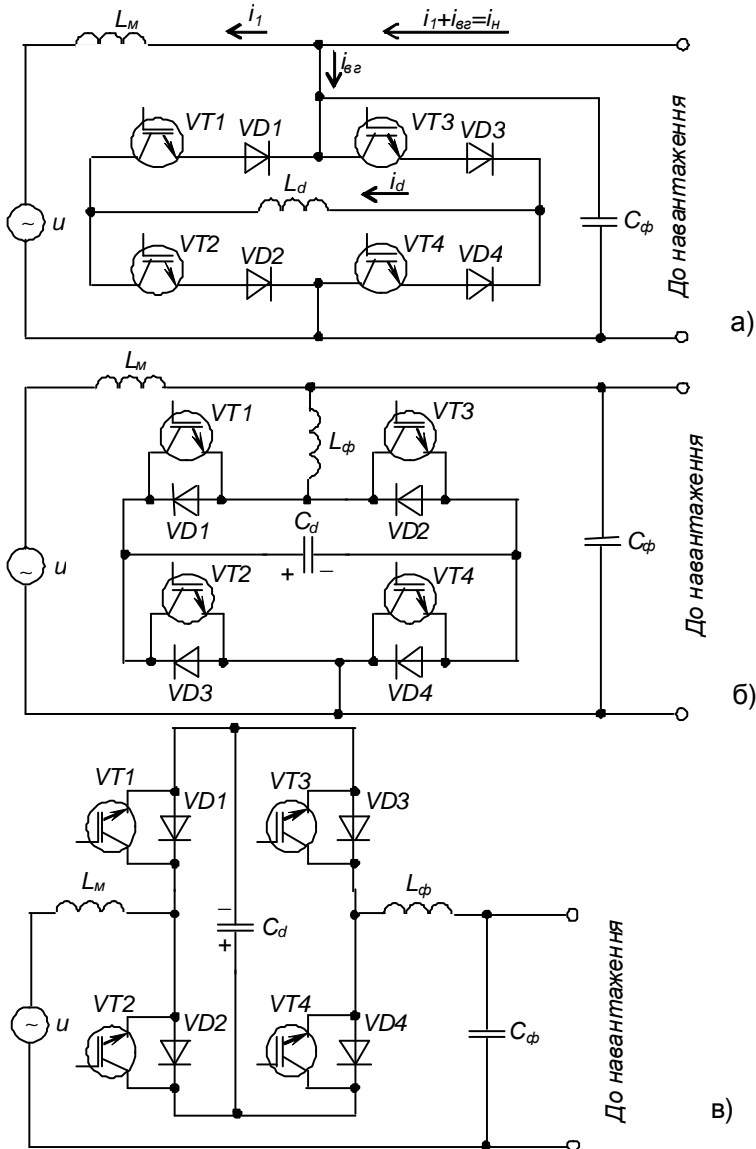


Рис. 12.11 – Активні фільтри:
 паралельне вмикання з індуктивним накопичувачем (а);
 паралельне вмикання з ємнісним накопичувачем (б);
 послідовне вмикання з ємнісним накопичувачем (в)

виконано на основі індуктивного накопичувача L_d (рис. 12.11,а). Функції ключів у схемі виконують БТІЗ $VT1-VT4$. Керування ключами здійснюється ШІМ за алгоритмом, що забезпечує формування струмів вищих гармонік i_{ω_2} на виході фільтра. Перемикаються транзистори на частоті, що перевищує верхнє значення частотного діапазону гармонік. При цьому створюються пульсації струму i_n , що являють собою різницю струму i_{ω_2} і миттєвих значень струму на виході активного фільтра, шунтовані конденсатором C_ϕ . Ємність цього конденсатора невелика, бо пульсації є високочастотними. Створювані нелінійним навантаженням вищі гармоніки струму i_{ω_2} циркулюють між активним фільтром і навантаженням, не потрапляючи у коло генератора. У результаті напруга на вихідних шинах генератора буде залишатися синусоїдною. Якщо елементи схеми вважати за ідеальні, фільтр можна вважати **недисипативним** (таким, що втрати активної потужності у ньому відсутні). Через це між індуктивним накопичувачем і системою електроживлення відбувається періодичний обмін потужністю з збереженням енергетичного балансу.

Очевидно, що енергоємність накопичувача повинна бути достатньою для забезпечення надходження енергії у мережу на інтервалах, тривалість яких визначається частотою гармонік i_{ω_2} , генерованих фільтром. За наявності активних втрат у схемі фільтра вони можуть компенсуватися надходженням енергії від мережі у фільтр на частоті першої гармоніки або від стороннього джерела (наприклад, додаткового випрямляча) малої потужності.

Паралельне вмикання активного фільтра може використовуватися і при ємнісному накопичувачі (рис. 12.11,б). Тоді модуляція ключів здійснюється за алгоритмом, що формує першу гармоніку напруги мережі. Вектор цієї напруги спрямований зустрічно до напруги мережі і дорівнює напрузі генератора u , якщо знехтувати падінням напруги на L_m . У результаті перша гармоніка струму i_1 через активний фільтр не протікає. Однак, фільтр є джерелом напруги з малим повним внутрішнім опором, тому він шунтує вищі гармоніки струму i_{ω_2} , породжені нелінійним навантаженням. Високочастотні пульсації напруги u_n на виході активного фільтра, зумовлені частотою перемикавання ключових елементів, придушуються «легким» пасивним LC -фільтром. Виключення вищих гармонік струму i_{ω_2} з кола генератора та наявність LC -

фільтра на боці змінного струму дозволяють забезпечити синусоїдність напруги на шинах системи з боку навантаження.

Ця задача може бути вирішена і при послідовному вмиканні активного фільтра з ємнісним накопичувачем (рис. 12.11,в). У такій схемі на виході активного фільтра формується компенсаційна напруга $u_{ав}$, що знаходиться у протифазі до напруги $u_{вг}$, зумовленої протіканням вищих гармонік струму $i_{вг}$ через індуктивність L_m . У результаті компенсації напруга на шинах змінного струму з боку навантаження, як і у схемі на рис. 12.11,б, буде дорівнювати u .

Існують і інші схеми вмикання активного фільтра, які ми не наводимо, бо принципи їхньої роботи подібні до принципу роботи розглянутих схем.

Схеми **трифазних САФ** відрізняються від розглянутих тим, що в них чотириквadrантний перетворювач виконано на базі трифазної мостової схеми випрямлення.

Основою активних фільтрів є керування ключовими елементами методами ШІМ. Існують різні методи реалізації ШІМ, але для активних фільтрів основним із них є метод «спостереження» за сигналом керування регулятора фільтра. Системи, що забезпечують це «спостереження», досить складні і тому тут не розглядаються.

Еталонними сигналами, що за ними проводиться спостереження, можуть бути перші гармоніки струму або напруги на шинах енергосистеми у місцях підмикання активного фільтра. Відомо, що значення першої гармоніки струму (напруги) однозначно визначається активною потужністю, споживаною нелінійним навантаженням. Тому система «спостереження» постійно повинна її обчислювати. На виході фільтра будуть сформовані вищі гармоніки струму чи напруги. Наприклад, у схемі на рис. 12.11,а за прямокутної форми струму навантаження активний фільтр формує спектр вищих гармонік, що їхня сума дорівнює різниці струму навантаження i_n та його першої гармоніки i_{n1} , як показано на рис. 12.12. Принцип активної фільтрації може бути та-

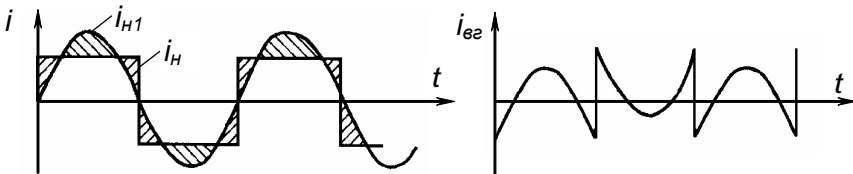


Рис. 12.12 – Діаграми струмів активного фільтра

кож використано для компенсації реактивної складової струму навантаження. У цьому випадку енергія, накопичена в активному фільтрі повинна забезпечувати компенсацію реактивної потужності протягом половини періоду основної частоти. При такому способі компенсації обмін реактивною енергією на частоті основної гармоніки буде відбуватися між індуктивною складовою навантаження і фільтром.

Наприклад, якщо струм випрямляча містить індуктивну складову i_L , то фільтр повинен генерувати на виході ємнісний струм $i_C = i_L$.

12.4.3. Регульований повний опір

Регулювання потужності за допомогою чотириквadrантного перетворювача можна розглядати як регулювання його **повного вхідного опору**. У цьому випадку представимо перетворювач разом із накопичувачем на боці постійного струму двополюсником з **регульованим повним вхідним опором**. Очевидно, що можливість функціонування з позитивним активним опором (споживання енергії) і з негативним активним опором (генерація енергії) буде обмежена енергоємністю накопичувачів. Робота з індуктивним чи ємнісним вхідним опором обмежень не має.

Розглянемо особливості керування повним опором більш докладно на прикладі схем, наведених на рис. 12.11. У цих схемах можна реалізувати таку функцію миттєвого значення вхідного опору двополюсника

$$z(t) = \frac{u(t)}{i(t)} = \frac{u(t)}{m(t)I_d}, \quad (12.13)$$

де $u(t)$ і $i(t)$ – напруга та струм на вході двополюсника з боку змінного струму;

$m(t)$ – закон модуляції струму (гладка складова);

I_d – струм індуктивного накопичувача.

Згідно (12.13), якщо закон модуляції струму $m(t)$ забезпечить $d(z)/dt = 0$, то повний опір двополюсника буде еквівалентним лінійному активному опоріві R_e . Причому його значення може бути як позитивним, так і негативним (останнє означає видачу енергії з накопичувача). Час перебування у режимах, що відповідають активному опоріві, обмежений у першу чергу енергоємністю накопичувача.

Відомо, що активна і реактивна потужності є інтегральними характеристиками енергетичного процесу, усередненими за період основної гармоніки. Тільки передача енергії відбувається не постійно від джерела до споживача чи навпаки, а має пульсуючий характер. Інакше, реактивна потужність є інтегральною мірою швидкості зміни миттєвого опору $z(t)$ у часі. Із цього випливає: якщо закон модуляції $m(t)$ забезпечує періодичну зміну $dz(t)/dt$, то повний опір двополюсника буде мати реактивну складову. Отже, характер повного опору можна змінювати застосуванням відповідного алгоритму комутації ключових елементів активного фільтру.

Припустимо, що розглянутий чотириквadrантний перетворювач має вихідний струм (гладку складову чи усереднене значення), що змінюється за синусоїдним законом з частотою ω . Тобто $i(t) = I_m \sin(\omega t)$. Напруга на його шинах з боку змінного струму $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, що відповідає вхідному повному опору $Z = R + jX$. Фазовий зсув між струмом і напругою $\varphi = \arctg(X/R)$. Миттєве значення вхідного опору $z(t)$ у цьому випадку можна виразити як

$$z(t) = \frac{u(t)}{i(t)} = \frac{Z \sin(\omega t + \varphi)}{\sin \omega t} = Z \left(\cos \varphi + \sin \varphi \frac{\cos \omega t}{\sin \omega t} \right) = R + X \operatorname{ctg} \omega t, \quad (12.14)$$

$$\text{де} \quad Z = \sqrt{R^2 + X^2}; \quad R = Z \cos \varphi; \quad X = Z \sin \varphi.$$

$$\text{Тоді} \quad \frac{dz(t)}{dt} = \frac{d(R + X \operatorname{ctg} \omega t)}{dt} = \frac{X \omega}{\sin^2 \omega t}. \quad (12.15)$$

Із (12.15) випливає, що при індуктивному опорі (позитивне значення реактивного опору) миттєве значення вхідного опору зменшується, а при ємнісному (негативне значення реактивного опору) – зростає. Отже, змінюючи закон модуляції $m(t)$, одержують значення $d(z)/dt$, що відповідає необхідному значенню повного вхідного опору перетворювача.

Наочно можливість керування повним вхідним опором видно з діаграм для основних гармонік струму і напруги на вході чотириквadrантного перетворювача (рис. 12.6). Залежно від того, у якому режимі працював перетворювач, його вхідний повний опір має індуктивний або ємнісний характер, а значення активного опору буде позитивним чи негативним у залежності від напрямку потоку активної потужності – від мережі у перетворювач або навпаки. При цьому, змінюючи закон моду-

ляції $m(t)$, можна регулювати модуль і фазу струму основної гармоніки перетворювача, що буде відповідати зміні його повного вхідного опору.

Керування повним опором можливе у будь-якому чотириквadrантному перетворювачі з імпульсною модуляцією і, зокрема, з ємнісним накопичувачем. У останньому випадку перетворювач буде еквівалентним джерелу напруги, що її значення модулюється за заданим законом.

Можливість регулювання реактивної потужності має велике прикладне значення для компенсації реактивної потужності й регулювання коефіцієнта потужності в системах електропостачання. Іншим важливим аспектом застосування чотириквadrантних перетворювачів як пристроїв з керованим повним вхідним опором є використання їх у так званих комбінованих фільтрах.

12.4.4. Комбінований фільтр змінного струму

Комбінований фільтр складається з активного елемента (функції якого у загальному випадку виконує чотириквadrантний перетворювач з керованим повним опором) та пасивних LC -ланок. З одного боку застосування одних тільки активних фільтрів без пасивних елементів обмежується тим, що встановлена потужність фільтра повинна бути сумірною з потужністю нелінійних споживачів у системі електроживлення і тому може бути досить великою. З іншого боку, недоліками пасивних фільтрів є низька добротність, зниження ефективності фільтрації через погіршення параметрів при експлуатації і у випадках відхилення частот вищих гармонік від розрахункових значень, на які налагоджено пасивні фільтри. Так само істотним недоліком пасивних фільтрів є некерованість, що може призводити до небажаних перехідних процесів у системі.

Комбінований фільтр є компромісним технічним рішенням. Встановлена потужність активного елемента, функції якого виконує чотириквadrантний перетворювач, істотно менша одиночного активного фільтра. Пасивна частина фільтра у сукупності з активним елементом стає керованою. Це дозволяє коригувати еквівалентні значення параметрів комбінованого фільтра для досягнення найбільшого ефекту фільтрації вищих гармонік. Розглянемо деякі аспекти такої корекції більш докладно.

На рис. 12.13 наведено еквівалентну схему системи електроживлення з пасивним LC -фільтром, налагодженим у резонанс на ν -ю гармоніку струму, що її генерує нелінійне навантаження. У цьому випадку параметри фільтра

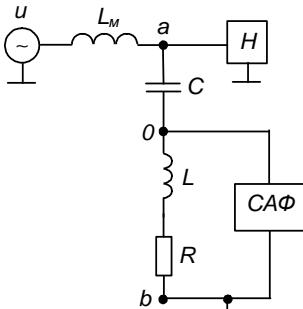


Рис. 12.13 –

Комбінований фільтр

$$\omega_\nu L = \frac{1}{\omega_\nu C}; \quad Q = \frac{\omega_\nu L}{R}, \quad (12.16)$$

де Q – добротність резонансного контуру.

Напруга на шинах навантаження, створена струмом ν -ї гармоніки, відмінна від нуля і дорівнює падінню напруги на активній складовій фільтра. Тобто $u_{ab} = u_R$.

Підмикаючи активний фільтр до пасивного, як показано на рис.12.13, можна використовувати його як керований повний опір з регульованими компонентами r_a , L_a , C_a .

Припустимо, що необхідно на частоті ω_ν забезпечити $u_{ab} = 0$, тобто компенсувати вплив активної складової фільтра R . У цьому випадку умову резонансу, тобто рівність реактивних складових напруг u_{a0} і u_{e0} на частоті ω_ν можна записати у вигляді

$$\frac{1}{\omega_\nu C} = \frac{R^2 + \omega_\nu^2 L^2}{\omega_\nu L}. \quad (12.17)$$

Для реалізації цієї умови активний елемент слід перевести у режим генерації активної потужності, що буде відповідати еквівалентному негативному опору. Для розглянутого випадку він буде становити

$$R_e = -\frac{R^2 + \omega_\nu^2 L^2}{R}. \quad (12.18)$$

Для постійної компенсації втрат активної потужності, тобто реалізації співвідношення (12.18), можна використати режим підкачування енергії у накопичувач на частоті основної гармоніки.

Очевидно, що керування повним опором активного елемента дозволяє не тільки коригувати відхилення параметрів L , C і R пасивного фільтра чи компенсувати активну складову, але і робити їхнє підлаштування при відхиленнях частоти ω_ν з метою збереження умови резонансу для повного шунтування відповідної гармоніки струму. Таким чи-

ном, може бути забезпечене придушення вищих гармонік у більш широкій смузі частот. Ця властивість комбінованого фільтра істотно підвищує його ефективність, бо на практиці частоти вищих гармонік не є суворо детермінованими. Окрім того, мають місце неканонічні гармоніки, у результаті чого частотний спектр вищих гармонік є дуже щільним і має стохастичний характер.

Іншою перевагою комбінованих фільтрів є можливість виключення небажаних резонансних явищ у системі електроживлення. Наприклад, при визначених параметрах у системі може виникати явище **антирезонансу**. На рис. 12.14,а наведено еквівалентну схему реактивних елементів системи з ідеалізованим (без урахування активної складової) пасивним LC -фільтром, налаштованим на частоту ν -ї гармоніки струму, що надходить від нелінійного навантаження. Внутрішній опір генератора й індуктивний опір лінії представлено на схемі еквівалентною індуктивністю L_M .

Відповідно до еквівалентної схеми вираз для комплексного опору

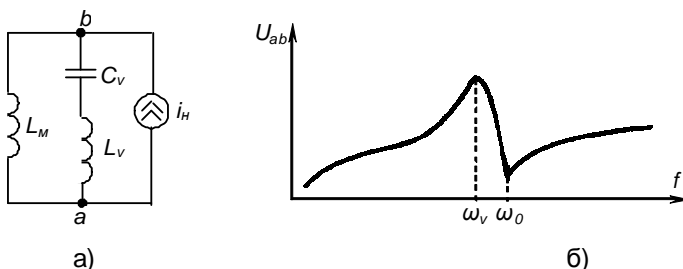


Рис. 12.14 – Явище антирезонансу: еквівалентна схема заміщення (а); частотна характеристика (б)

\underline{Z}_{ab} має вигляд

$$\underline{Z}_{ab} = j \frac{\omega L_M (\omega L_v - \frac{1}{\omega C_v})}{\omega (L_M + L_v) - \frac{1}{\omega C_v}}. \quad (12.19)$$

Характеристика опору дорівнює нулеві на частоті $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_v C_v}}$ й не-

скінченності на частоті $\omega_v = \frac{1}{\sqrt{(L_M + L_v) C_v}}$ (див. рис. 12.14,б). Тому, за

впливу вищих гармонік струму у частотному діапазоні від ω_v до ω_o , за прийнятих припущень, амплітуди відповідних гармонік напруги на шинах системи електроживлення повинні змінюватися від 0 до ∞ . Інакше, замість придушення вищих гармонік напруги на частоті ω_v матимемо зворотний ефект.

Наявність активного елемента з керованим повним опором у комбінованому фільтрі дозволяє виключити це небажане явище. За рахунок створення такого повного внутрішнього опору активного елемента, за якого на частоті ω_v має місце не зростання вищої гармоніки напруги, а її придушення.

Слід також зазначити, що у розгалужених системах електроживлення при періодичній комутації численних споживачів можуть виникати небажані перехідні процеси, коливальний характер яких може ініціюватися реактивними елементами пасивних фільтрів. У цьому випадку активний елемент може успішно виконувати функції керованого демпфера.

Головною перевагою комбінованих фільтрів у порівнянні з активними є те, що потужність активного елемента в них може бути меншою за потужність одного активного фільтра на порядок і більше. При цьому комбіновані фільтри можуть ефективно виконувати функції придушення вищих гармонік і забезпечувати високу якість напруги системи електроживлення.



Контрольні запитання

1. Поясніть, чому навантаження, що має нелінійну ВАХ, є джерелом підвищених гармонік струму (напруги). У чому полягають негативні наслідки цього явища?
2. Що таке електромагнітна сумісність? Чому є актуальними заходи з поліпшення електромагнітної сумісності вентильних перетворювачів?
3. Що таке вхідний коефіцієнт потужності? До яких втрат призводить робота вентильних перетворювачів з низьким коефіцієнтом потужності?
4. Що таке неактивна потужність? Охарактеризуйте її основні складові: реактивну (індуктивну чи ємнісну) потужність та потужність спотворення.

5. Які основні шляхи підвищення вхідного коефіцієнта потужності вентиляльних перетворювачів Ви знаєте? Охарактеризуйте їх.
6. Вкажіть, як поліпшити коефіцієнт потужності вентиляльних перетворювачів за допомогою некерованих джерел реактивної потужності. Дайте коротку характеристику некерованих джерел, їхніх переваг і недоліків.
7. Поясніть, чому у наш час для поліпшення електромагнітної сумісності споживачів широко використовують керовані джерела реактивної потужності (активні фільтри).
8. Поясніть загальний принцип дії активних фільтрів. Чому застосування силових БТІЗ у якості електронних ключів цих фільтрів дозволяє істотно поліпшити їхні техніко-економічні показники?
9. Поясніть принципи керування параметрами змінного струму у чотириквadrантних перетворювачах з імпульсною модуляцією.
10. Наведіть приклади виконання однофазних чотириквadrантних перетворювачів з індуктивним і ємнісним накопичувачами енергії. Покажіть, у яких квадрантах необхідна примусова комутація електронних ключів і чому.
11. Наведіть типові схеми підмикання активних фільтрів, що є генераторами струму або напруги. Поясніть, як при цьому забезпечується регулювання неактивної потужності, споживаної вентиляльними перетворювачами.
12. Чому керування електронними ключами в активних фільтрах здійснюється методами широтно-імпульсної модуляції з високою частотою?
13. Поясніть, як забезпечується робота чотириквadrантного перетворювача у режимі регульованого опору. Які умови необхідно виконати, щоб його вхідний опір був активним, індуктивним чи ємнісним?
14. Як будують комбіновані фільтри? Вкажіть їхні основні переваги і поясніть за рахунок чого вони досягаються?
15. Приведіть приклади ефективного використання комбінованих фільтрів.
16. Дайте загальну характеристику некерованих джерел реактивної потужності (пасивні LC-фільтри, у тому числі й резонансні) та керованих джерел реактивної потужності (активні й комбіновані фільтри). Приведіть приклади їхнього раціонального використання.

ПРАКТИКУМ

Практикум є практичним продовженням теоретичного курсу, викладеного у попередніх розділах. Він містить інженерні методики розрахунку типових електронних пристроїв та аналіз їхньої роботи за конкретного застосування.

Метою практикуму є набуття навиків розрахунку і аналізу побудови та роботи електронних пристроїв, визначення режимів роботи їхніх елементів з використанням при цьому довідкових даних і науково-технічної інформації.

ВПРАВИ

Вправи орієнтовані на формування уявлень зі схемотехніки електронних пристроїв на основі зіставлення пристроїв, побудованих на дискретних елементах і на ІМС.

Пропоновані вправи являють собою десять розрахунково-графічних робіт (РГР), результатом виконання кожної з яких повинен бути технічний документ, що містить у собі мету роботи, завдання на її виконання, власне розрахунок та його графічну частину (зазвичай – схему електричну принципову електронного пристрою, графіки отриманих залежностей).

Кожна РГР має сто варіантів завдань для виконання.

На основі РГР може бути сформовано завдання для курсової роботи (пропонується виконати декілька РГР за період навчання послідовно з освоєнням теоретичного матеріалу, що викладається).

Завдання РГР можуть бути основою для проведення практичних занять з дисципліни при послідовному виконанні робіт або окремих їхніх частин. Також їх можна використовувати при формуванні завдань для проведення контрольних робіт.

Отримані у ході виконання РГР практичні навички повинні стати основою набуття умінь обґрунтовано складати технічні завдання на розробку нескладних електронних пристроїв та систем, при цьому грамотно користуватися науково-технічною та довідковою інформацією, раціонально вибирати схеми електронних пристроїв та їхніх елементів при вирішенні практичних задач за фахом.

В1. ПОПЕРЕДНІЙ (ЕСКІЗНИЙ) РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЧА НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ

В1.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку підсилювачів змінного струму, на разі – підсилювача низької частоти (ПНЧ), на етапі ескізного проектування.

В1.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні параметри та характеристики підсилювачів змінного струму, принцип їхньої побудови та дії (див. розділ 3), методи розрахунку.

В1.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

- 1) $P_{вих}$, Вт – потужність на виході підсилювача;
- 2) R_n , Ом – опір навантаження;
- 3) $U_{вх}$, мВ – напруга джерела вхідного сигналу;
- 4) $R_{дж}$, Ом – внутрішній опір джерела сигналу;
- 5) $(f_n - f_v)$, Гц – нижня та верхня межі частот, що підсилюються.

Варіанти вихідних даних наведено у табл. В1.1.

Таблиця В1.1 – Вихідні дані для ескізного розрахунку ПНЧ

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
$P_{вих}$, Вт		0,5	1	2	3	4	0,5	1	2	3	4
R_n , Ом		15	8	4	4	4	15	8	4	4	4
	$U_{вх}$, мВ	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
	$R_{дж}$, Ом	100	220	330	470	510	630	750	1000	1200	2000
	$(f_n - f_v)$, Гц	50 – 20000									

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо – $P_{вих} = 3$ Вт, $R_n = 4$ Ом;

з колонки 2 – $U_{вх} = 30$ мВ, $R_{дж} = 330$ Ом, $(f_n - f_v) = (50 - 20000)$ Гц.

В1.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

В1.5. Теоретичні пояснення

ПНЧ призначені для підсилення безперервних періодичних сигналів, частотний спектр яких знаходиться у межах від десятків герц до десятків кілогерц. Сучасні ПНЧ будуються переважно на біполярних та польових транзисторах у дискретному або інтегральному виконанні.

Функція ПНЧ полягає у отриманні на заданому опорі навантажувального пристрою сигналу потрібної потужності від джерела малої потужності, у якості якого може бути мікрофон, звукознімач, фотоеlement, індукційний датчик та ін. Навантаженням може бути гучномовець, вимірювальний прилад (вольтметр, осцилограф), наступний підсилювальний каскад та ін.

При побудові сучасних ПНЧ використовується велика кількість схем та схемотехнічних прийомів. Серед них можна виділити найтиповіші.

Схему одного з найрозповсюдженіших каскадів попереднього підсилення – каскаду підсилення з СЕ наведено на рис. 3.13. Такий каскад, порівняно з каскадами з СК та СБ (відповідно рис. 3.16 та рис. 3.18), має найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю.

Вихідні каскади ПНЧ будуються за одно- або двотактною схемами, з трансформаторним зв'язком або безтрансформаторні (див. пп. 3.9.2, 3.9.3).

У трансформаторних каскадах навантаження підмикається через трансформатор, що забезпечує узгодження вихідного опору каскаду з опором навантаження ($TV2$ на рис. 3.34). Також трансформатор забезпечує узгодження передкінцевого каскаду, що зазвичай працює у режимі класу А, з вихідним каскадом, який працює у режимі класу В або АВ ($TV1$ на рис. 3.34).

Останнім часом, в основному (особливо у інтегральному виконанні), застосовують безтрансформаторні підсилювачі.

Завданнями попереднього розрахунку ПНЧ є наступне.

1) Розробка технічного завдання (ТЗ), тобто визначення основних показників, які повинен мати ПНЧ, що проектується.

У ТЗ наводиться напруга джерела вхідного сигналу $U_{\text{вх}}$; діапазон частот сигналу, що підсилюється ($f_n - f_v$); напруга $U_{\text{вих}}$ та потужність $P_{\text{вих}}$ на виході підсилювача; коефіцієнти частотних спотворень на нижній частоті діапазону M_n та нелінійних спотворень K_n ; система живлення.

Ці основні вихідні дані можуть бути доповнені спеціальними вимогами, зумовленими призначенням та умовами роботи ПНЧ.

2) Розробка структурної схеми ПНЧ з наведенням технічних вимог до окремих її вузлів: орієнтовно вибирають типи транзисторів окремих каскадів, розподіляють по каскадах загальний коефіцієнт підсилення, частотні та нелінійні спотворення, визначають параметри, що регулюються – підсилення, тембр та ін.

В1.6. Приклад попереднього (ескізного) розрахунку ПНЧ

В1.6.1. Вихідні дані:

- 1) необхідна потужність на виході ПНЧ $P_{вих} = 2,5$ Вт;
- 2) опір навантаження $R_n = 5$ Ом;
- 3) напруга джерела вхідного сигналу $U_{вх} = 60$ мВ;
- 4) внутрішній опір джерела сигналу $R_{дж} = 250$ Ом;
- 5) діапазон частот $f_n = 50$ Гц, $f_s = 20000$ Гц.

Вважаємо, що ПНЧ працює у стаціонарних умовах. Температура оточуючого середовища: $T_{min} = +15$ °С ; $T_{max} = +25$ °С.

В1.6.2. Необхідно визначити:

- 1) коефіцієнт підсилення ПНЧ за потужністю K_p ;
- 2) тип схеми вихідного (кінцевого) каскаду;
- 3) типи транзисторів каскадів підсилення;
- 4) кількість каскадів підсилення (структурну схему ПНЧ);
- 5) орієнтовну електричну принципову схему ПНЧ.

В1.6.3. Порядок розрахунку

В1.6.3.1. Знаходимо потужність вхідного сигналу.

Зауважимо, що найбільша потужність віддається у навантаження, якщо його опір дорівнює внутрішньому опорі джерела. Тоді

$$P_{вх} = \frac{U_{вх}^2}{4R_{вх}}; \quad (B1.1)$$

де $R_{вх}$ – вхідний опір першого каскаду ПНЧ ($R_{вх} = R_{дж}$).

$$\text{Маємо} \quad P_{вх} = \frac{\left(60 \cdot 10^{-3}\right)^2}{4 \cdot 250} = 3,6 \cdot 10^{-6} \text{ Вт.}$$

В1.6.3.2. Знаходимо необхідний коефіцієнт підсилення за потужністю.

У загальному випадку рівність $R_{вх} = R_{дж}$ не виконується, а опір навантаження ПНЧ не дорівнює опорі кінцевого каскаду. Тому на вході та виході ПНЧ можуть бути застосовані узгоджувальні трансформатори

ри, на яких буде губитися частина потужності корисного сигналу. Крім того в ПНЧ зазвичай застосовують регулятори рівня вихідного сигналу (для звукових ПНЧ – регулятори гучності), що також викликає деяке зниження потужності вихідного сигналу.

Виходячи з цього, коефіцієнт підсилення за потужністю розраховують за такою формулою:

$$K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх} \eta_{Tвх} \eta_{Tвих} K_{рег}}; \quad (B1.2)$$

де $\eta_{Tвх}$ – к.к.д. вхідного трансформатора, задається у межах (0,7...0,8);

$\eta_{Tвих}$ – к.к.д. вихідного трансформатора, задається у межах (0,75...0,85);

$K_{рег}$ – коефіцієнт передачі регулятора рівня сигналу, задається у межах (0,3...0,5).

$$K_P = \frac{2,5}{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,7 \cdot 0,8 \cdot 0,4} = 3,1 \cdot 10^6.$$

Виразимо коефіцієнт підсилення за потужністю у децибелах:

$$K_{P[дБ]} = 10 \lg K_P; \quad (B1.3)$$

$$K_{P[дБ]} = 10 \lg(3,1 \cdot 10^6) = 65 \text{ дБ}.$$

В1.6.3.3. Попередньо вибираємо схему, тип підсилювальних приладів та орієнтовне значення коефіцієнта підсилення за потужністю вихідного каскаду. При цьому зважаємо на такі рекомендації:

1) при розрахунковій потужності вихідного каскаду до 50 мВт доцільно використовувати однотактну схему з малопотужним транзистором у режимі класу А (див., наприклад, рис. 3.33);

2) за потужності, що перевищує 50 мВт, треба застосовувати двотактну схему, режим якої (клас АВ або В), потужність транзисторів (мала, середня чи велика) визначаються, виходячи з конкретного значення $P_{вих}$.

Тип транзистора вихідного каскаду вибираємо за значенням максимально допустимої потужності, що розсіюється на його колекторі. Для цього знаходимо потужність, яку транзистор повинен віддавати у навантаження:

$$P_T = \frac{P_{вих}}{\eta_{Tвих}}, \quad (B1.4)$$

де $\eta_{Tвих}$ – коефіцієнт завантаження транзистора (приймається рівним 0,8), а потім знаходимо потужність, що споживається колекторним ланцюгом від джерела живлення:

1) для однокласного каскаду у режимі класу А:

$$P_K = \frac{P_T}{\eta_{\text{вих.каскад}}}, \quad (B1.5)$$

де $\eta_{\text{вих.каскад}}$ – к.к.д. вихідного каскаду (для однокласного каскаду приймається приблизно 0,4, а для двокласних від 0,6 до 0,7).

2) для двокласного каскаду в режимі класу АВ або В:

$$P_K = \frac{P_T (1 - \eta_{\text{вих.каскад}})}{2\eta_{\text{вих.каскад}}}, \quad (B1.6)$$

У нашому випадку $P_{\text{вих}} = 2,5 \text{ Вт} > 50 \text{ мВт}$, тому у якості вихідного каскаду можна вибрати двокласну трансформаторну схему підсилення (рис. 3.34), для якої

$$P_T = \frac{2,5}{0,8} = 3,125 \text{ Вт}; \quad P_K = \frac{3,125(1 - 0,7)}{2 \cdot 0,7} \approx 0,67 \text{ Вт}.$$

За знайденим значенням P_K вибираємо тип транзистора вихідного каскаду з табл. В1.2.

Таблиця В1.2 – Основні параметри деяких транзисторів

Тип транзистора	Структура	$P_{K \text{ макс.}}$ мВт	h_{21E} (β)	f_{h21E} , МГц	Граничний режим		Клас за потужністю
					$U_{K \text{ макс.}}$, В	$I_{K \text{ макс.}}$, мА	
КТ 361 Г	<i>p-n-p</i>	150	50-350	250	35	50	Малої потужності
КТ 3107 Е	<i>p-n-p</i>	300	120-220	200	20	100	
КТ 315 Г	<i>n-p-n</i>	150	50-350	250	35	100	
КТ 502 В	<i>p-n-p</i>	500	40-120	5	60	300	Середньої потужності
КТ 503 В	<i>n-p-n</i>	500	40-120	5	60	300	
КТ 814 А	<i>p-n-p</i>	1000 (10000)	>40	3	40	1500	Великої потужності
КТ 816 А	<i>p-n-p</i>	1000 (25000)	>20	3	40	3000	
КТ 815 А	<i>n-p-n</i>	1000 (10000)	>40	3	40	1500	
КТ 817 А	<i>n-p-n</i>	1000 (25000)	>20	3	40	3000	

*) У дужках наведено потужність із додатковим тепловідводом.

При цьому необхідно виконувати умови:

$$P_{K_{\max}} > P_K, \quad f_{h2IE} \gg f_{\theta}, \quad B(1.7)$$

де $P_{K_{\max}}$ – максимально допустима потужність, що розсіюється на колекторі вибраного транзистора;

f_{h2IE} – гранична частота коефіцієнта передачі струму для вибраного типу транзистора у схемі з СЕ.

Вибираємо транзистор типу КТ815А з параметрами:

$$P_{K_{\max}} = 10 \text{ Вт} > 0,67 \text{ Вт}; \quad f_{h2IE} = 3 \text{ МГц} \gg 20 \text{ кГц}.$$

У нашому випадку транзистор можна використовувати без додаткового охолодження (тепловідводу).

В1.6.3.4. Вибираємо схему каскадів попереднього підсилення.

Виходячи з того, що для попереднього підсилення, як правило, використовують підсилювачі з СЕ, вибираємо схему, наведену на рис. 3.13.

У якості активного елемента застосуємо малопотужний транзистор КТ315 *n-p-n* типу, бо для вихідного каскаду також було обрано транзистор *n-p-n* типу.

В1.6.3.5. Знаходимо орієнтовну кількість каскадів m та складаємо структурну схему ПНЧ.

За певних умов можна вважати, що кожний каскад підсилювача за схемою з СЕ забезпечує підсилення потужності приблизно на 20 дБ.

$$\text{Тоді} \quad m = \frac{K_{P[\text{дБ}]}}{20} = \frac{65}{20} = 3,25. \quad (B1.8)$$

Отримане значення m округляємо до найближчого більшого цілого, тобто $m=4$. Структурну схему ПНЧ наведено на рис. В1.1, де цифрами 1-3 позначено каскади попереднього підсилення, а цифрою 4 – вихідний (кінцевий) каскад.

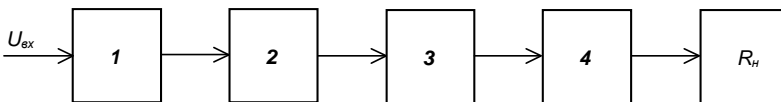


Рис. В1.1 - ПНЧ. Схема структурна

В1.6.3.6. На основі структурної схеми, з урахуванням вищенаведених міркувань, складаємо орієнтовну принципову схему ПНЧ, наведену на рис. В1.2.

У цій схемі каскади попереднього підсилення виконано на транзисторах VT1-VT3, а кінцевий – на транзисторах VT4, VT5. Резистор R_9 є регулятором рівня вихідного сигналу. Конденсатор C_{10} – фільтр напруги живлення ПНЧ, а RC-фільтр $R_{14}C_7$ забезпечує додаткову фільтрацію напруги живлення каскадів попереднього підсилення (забезпечує ви-

конання умов електромагнітної сумісності). Опір резистора R_{14} , зазвичай, складає декілька десятків омів.

В1.6.3.7. Якщо для вихідного каскаду обрати безтрансформаторну схему (рис. 3.38), то з формули (В1.2) треба вилучити величини h_{Tex} і $h_{Tвих}$.

$$\text{Тоді матимемо:} \quad K_p = \frac{2,5}{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4} = 1,7 \cdot 10^6,$$

$$K_{p[дБ]} = 10 \lg(1,7 \cdot 10^6) = 62 \text{ дБ}, \quad m = \frac{62}{20} = 3,1. \quad \text{Отже } m = 4.$$

Оскільки безтрансформаторні кінцеві каскади найчастіше будуються на основі каскадів з СК, що не мають підсилення за напругою, то можна вважати їхнє підсилення за потужністю рівним 10 дБ. У такому разі підсилення чотирикаскадної схеми складе:

$$K_{p[дБ]} = 3 \cdot 20 + 1 \cdot 10 = 70 > 62 \text{ дБ},$$

що відповідає завданню.

Орієнтовну електричну принципову схему безтрансформаторного ПНЧ наведено на рис. В1.3. Тут, для забезпечення живлення кінцевого каскаду від однополярного джерела, його підмикання до передкінцевого каскаду і до навантаження здійснюється через конденсатори C_8 , C_{10} (ємність C_{10} за великої потужності навантаження складає тисячі мікрофарад). Транзистор $VT5$ повинен мати такі ж параметри, що і $VT4$ але бути протилежного типу провідності: вибираємо транзистор КТ814А $p-n-p$ типу, комплементарний до КТ815А.

Кінцевий каскад працює у режимі класу АВ, що визначається подачею у режимі спокою на базу транзистора $VT4$ напруги зміщення $(+U_{R16}/2)$, а на базу транзистора $VT5$ напруги зміщення $(-U_{R16}/2)$. Опір резистора R_{16} набагато менший за опір резисторів R_{15} і R_{17} (падіння напруги на ньому становить близько 1,5 В), тому напруга зміщення $\pm U_{R16}/2$ визначається струмом подільника $I \approx E_K/(R_{15}+R_{17})$ та її можна вважати рівною $IR_{16}/2$. Невелике значення напруги зміщення визначає незначний (десятки міліампер) наскрізний струм транзисторів $VT4$ і $VT5$ у режимі спокою. Струм у навантаженні при цьому відсутній. Оскільки опір R_2 незначний, можна вважати, що за змінним струмом бази транзисторів $VT4$ і $VT5$ з'єднані.

Для забезпечення кращої температурної стабільності кінцевого каскаду замість резистора R_{16} застосовують 2-3 діоди, до того ж розміщують їх (приклеюють) на тому ж тепловідводі, що й транзистори $VT4$ і

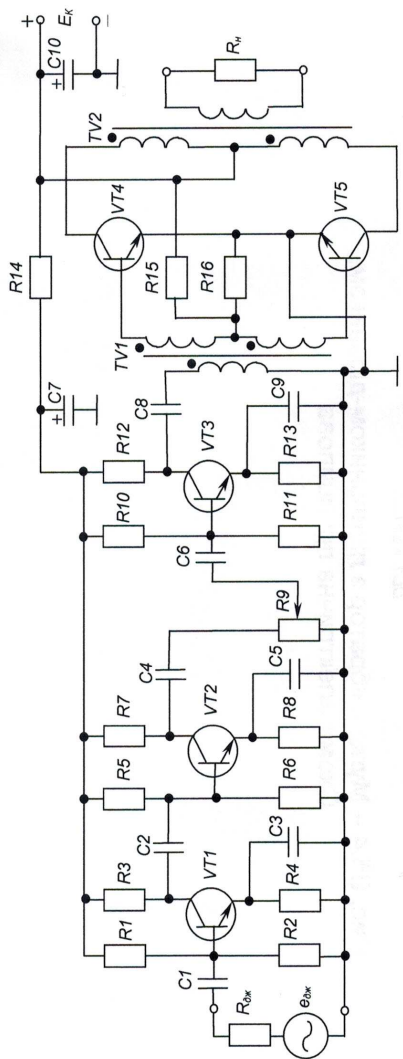


Рис. В1.2 – Трансформаторний ПНЧ. Схема електрична принципова

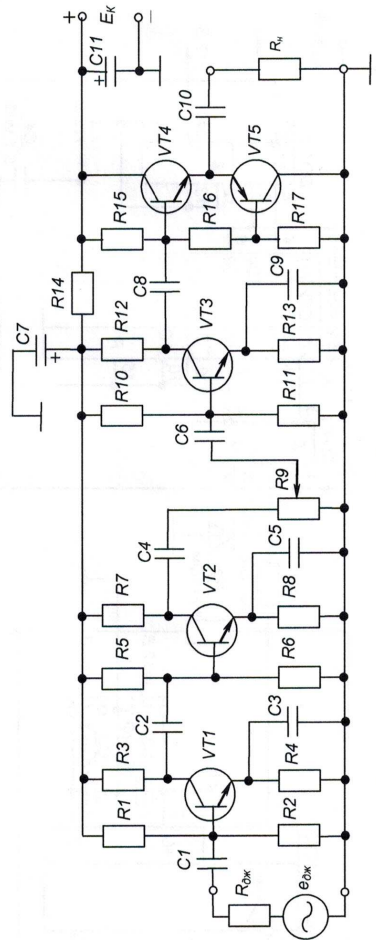


Рис. В1.3 – Безтрансформаторний ПНЧ. Схема електрична принципова

VT5. Тоді зі змінами температури транзисторів (що викликає зміну контактною різниці потенціалів база-емітер), будуть пропорційно змінюватись і напруги зміщення транзисторів.

В1.6.3.8. Отримані у результаті попереднього розрахунку дані є основою для остаточного розрахунку ПНЧ.



Контрольні запитання

1. *Поясніть призначення ПНЧ?*
2. *Вкажіть, що може бути джерелом вхідних сигналів ПНЧ.*
3. *Розкажіть, які схеми підсилювачів використовуються при побудові каскадів попереднього та кінцевого підсилення.*
4. *Поясніть, у чому полягає завдання попереднього (ескізного) розрахунку ПНЧ.*

В2. ОСТАТОЧНИЙ РОЗРАХУНОК КАСКАДУ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ ПНЧ, ВИКОНАНОГО ЗА СХЕМОЮ З СЕ

В2.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку транзисторних каскадів попереднього підсилення низькочастотних сигналів змінного струму, у даному разі – звукових частот (ПНЧ).

В2.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні параметри і характеристики підсилювачів змінного струму, принцип дії та методи розрахунку транзисторних каскадів попереднього підсилення ПНЧ, що працюють у класі А (див. розділ 3).

В2.3. Вихідні дані

Для остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення транзисторного ПНЧ, що працює у класі А та виконаний за схемою з СЕ, вихідними даними є:

- 1) $U_{вих.т}$, В – амплітудне значення напруги на виході (на навантаженні) каскаду;
- 2) R_n , Ом – опір навантаження (вхідний опір наступного каскаду);
- 3) E_K , В – напруга джерела живлення;
- 4) f_n , Гц – нижня межа діапазону частот сигналу, що підсилюється;
- 5) M_n – допустиме значення коефіцієнта частотних спотворень у області нижніх частот.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. В2.1.

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо – $f_n = 125$ Гц, $M_n = 1,9$;

з колонки 2 – $U_{вих.т} = 3,5$ В, $R_n = 240$ Ом, $E_K = 14$ В.

Таблиця В2.1 – Вихідні дані для остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
	$U_{вих,т}, В$	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,75	6,5	7,25	8
	$R_n, Ом$	130	180	240	330	430	510	620	820	1000	1300
	$E_K, В$	10	12	14	16	18	20	23	26	29	32
$f_n, Гц$		50	75	100	125	150	175	200	225	250	275
M_n		2,2	2,1	2	1,9	1,8	1,7	1,6	1,5	1,4	1,3

В2.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

В2.5. Теоретичні пояснення

Остаточний розрахунок є основною частиною роботи при проектуванні ПНЧ. При його виконанні розраховують параметри елементів кожного каскаду, ланцюгів міжкаскадних зв'язків, режими роботи транзисторів. Розрахунок зазвичай виконують у послідовності, зворотній послідовності проходження сигналу в ПНЧ: спочатку розраховують елементи кінцевого каскаду, потім – передкінцевого, а далі – каскадів попереднього підсилення. Така послідовність зумовлена орієнтацією розрахунку на забезпечення навантаженні ПНЧ заданої вихідної потужності за допустимих значень нелінійних та частотних спотворень сигналу.

Елементи схеми вибирають з урахуванням вимог стандартів до певних типів компонентів. Так, резистори вибирають за номінальним значенням опору, найближчим до розрахункового, та за значенням потужності, що розсіюється в резисторі у робочому режимі. Конденсатори вибирають за номінальним значенням ємності, найближчим до розрахункового, та за величиною робочої напруги.

Номінальні значення опорів резисторів та ємностей конденсаторів (між іншим, як і номінальні значення параметрів будь-яких стандартних елементів) відповідають стандартним рядам, що, як правило, є десятковими рядами геометричної прогресії зі знаменником $q_N = \sqrt[N]{10}$, де N – кількість значень ряду. Номінальне значення параметру, що відповідає конкретній позиції ряду (від 1 до N) обчислюється як $a_i = a_0 q_N^{i-1}$.

Деякі ряди номінальних значень наведено у табл. В2.2. Так, для ряду Е24: $N = 24$; $q_{24} = \sqrt[24]{10}$; $a_0 = 1$.

Таблиця В2.2 – Ряди номінальних значень

Індекс ряду	Позиції ряду	Допустиме відхилення від номінального значення, %
Е 6	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8	± 20
Е 12	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2	± 10
Е 24	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1	± 5

Числу в індексі знаменника ряду відповідає кількість позицій ряду: так ряд Е24 має 24 номінальних значення у проміжку від 1 до 10 (більша кількість при допустимому відхиленні ± 5 % не потрібна).

Будь-яке номінальне значення ряду може бути помножене на множник 10^m . Множники та їхні позначення наведені у табл. В2.3 (може бути, наприклад, 6,8 Ом; 680 Ом; 6,8 кОм; 68 кОм; 6,8 мкФ; 0,68 нФ; 6800 пФ та ін.).

Таблиця В2.3 – Множники для утворення десятикових часткових та кратних одиниць

Множник 10^m	Приймавка	Параметр елемента			
		Опір		Ємність	
		Назва	Позначення	Назва	Позначення
10^9	гіга	гігаом	ГОм	фарада	Ф
10^6	мега	мегаом	МОм		
10^3	кіло	кілоом	КОм		
1		ом	Ом		
10^{-3}	мілі	міліом	МОм	мікрофарада	мкФ
10^{-6}	мікро				
10^{-9}	нано				
10^{-12}	піко			пікофарада	пФ

Номінальні значення деяких елементів, особливо застарілої розробки, можуть відповідати іншим рядам.

Деякі найрозповсюдженіші типи резисторів, що виробляються для електронних пристроїв, наведено у табл. В2.4, а конденсаторів – у табл. В2.5.

Таблиця В2.4 – Постійні резистори

Тип резистора	Діапазон опорів	Номинальна потужність, Вт
МЛТ	1 Ом – 3,01 МОм	0,125
	1 Ом – 5,1 МОм	0,25; 0,5
	1 Ом – 10 МОм	1; 2
С2 - 33	1 Ом – 3 МОм	0,125
	1 Ом – 5,1 МОм	0,25
	0,1 Ом – 5,1 МОм	0,5
	1 Ом – 10 МОм	1
	1 Ом – 22 МОм	2

Таблиця В2.5 – Конденсатори постійної ємності

Номинальна напруга, В	Номинальна ємність, мкФ				
	К 50-7	К 50-35	К 50-18	К10-17	К73-17
6,3		20; 30; 50; 100; 200; 500	220000		
10		10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000	100000		
16		5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 1000; 2000; 5000	22000 68000 100000		
25		2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000	15000 33000 100000		
50		2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000	4700 10000 15000 22000	0,001; 0,01; 0,022; 0,056	

Примітки до табл. В2.5:

1) якщо розрахункове значення ємності більше за максимальне номінальне конденсаторів даного типу, то необхідне значення ємності забезпечують за рахунок паралельного вмикання потрібної кількості конденсаторів;

2) якщо розрахункове значення робочої напруги більше за номінальне значення напруги конденсатора, то використовують послідовне вмикання конденсаторів.

Таблиця В2.5 – Конденсатори постійної ємності (продовження)

Номинальна напруга, В	Номинальна ємність, мкФ				
	К 50-7	К 50-35	К 50-18	К10-17	К73-17
63					0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7
100		0,5; 1; 2,5; 10; 20; 30; 50	2200 4700 10000		
160	2; 50; 100; 200; 500	1,2; 5; 10; 20			1,5; 2,2
250	10; 20; 50; 100; 200		1000 4700		0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,6 8;1
300	5; 10; 20; 50; 100; 200				
350	10; 20; 50; 100				
450	10; 20; 50; 100				

В2.6. Приклад остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення з СЕ

В2.6.1. Вихідні дані

У результаті попереднього розрахунку (пп. В1) було складено схему ПНЧ, у яку входять кілька однотипних каскадів попереднього підсилення з СЕ.

Виконаємо розрахунок каскаду, схему електричну принципову якого наведено на рис. 3.13, за такими вихідними даними (загалом отримують у результаті попереднього розрахунку):

- 1) амплітудне значення напруги на виході каскаду $U_{вих.м} = 7,5$ В;
- 2) опір навантаження $R_n = 1200$ Ом;
- 3) напруга джерела живлення $E_K = 30$ В;

- 4) нижня межа частот $f_n = 75$ Гц;
 5) допустиме значення коефіцієнта спотворень у зоні нижніх частот $M_n = 2,15$.

Як і для попереднього розрахунку, вважаємо, що ПНЧ працює у стаціонарних умовах.

В2.6.2. Необхідно визначити:

- 1) тип транзистора (уточнити правильність попереднього вибору);
- 2) режими роботи транзистора;
- 3) опори резисторів подільника R_1, R_2 ;
- 4) опір резистора колекторного навантаження R_3 ;
- 5) опір резистора у ланцюгу емітера R_4 ;
- 6) ємність розділяючих конденсаторів C_1, C_2 ;
- 7) ємність конденсатора в ланцюгу емітера C_3 ;
- 8) гарантовані значення коефіцієнтів підсилення каскаду за струмом K_I , напругою K_U , та потужністю K_P .

При побудові схеми каскаду будемо використовувати елементи з допустимим відхиленням від номінального значення $\pm 5\%$ (виходячи з цього, у результатах розрахунку можна залишати не більше трьох значущих цифр).

В2.6.3. Порядок розрахунку

В2.6.3.1. Перевіримо правильність попереднього вибору транзистора:

- 1) допустима напруга між колектором та емітером повинна перевищувати напругу джерела живлення

$$U_{K\max} > E_K; \quad (B2.1)$$

- 2) значення допустимого струму колектора повинна перевищувати максимальне значення струму у колекторному колі транзистора

$$I_{K\max} > I_{0K} + I_{Km}, \quad (B2.2)$$

де I_{0K} – струм спокою у колі колектора;

I_{Km} – амплітуда змінної складової струму у колі колектора;

$$I_{Km} = U_{вих,m} / R_{n\approx}, \quad (B2.3)$$

де $R_{n\approx} = \frac{R_3 R_n}{R_3 + R_n}$ – еквівалентний опір навантаження каскаду за змінним струмом. При цьому R_3 є навантаженням за постійним струмом.

Виходячи з того, що даний каскад є підсилювачем потужності, для забезпечення максимальної передачі потужності задаємо:

$$R_3 = R_n, \quad (B2.4)$$

тобто

$$R_3 = 1200 \text{ Ом}$$

(до речі, за умови підсилення напруги задають $R_3 \ll R_n$, а при підсиленні струму $R_3 \gg R_n$ – див. пп. 3.1), тоді:

$$R_{н\approx} = \frac{1200 \cdot 1200}{1200 + 1200} = 600 \text{ Ом}; \quad I_{Km} = \frac{7,5}{600} = 12,5 \text{ мА.}$$

Для забезпечення економічності каскаду за мінімальних нелінійних спотворень обирають

$$I_{0K} = (1,05 \dots 1,1) I_{Km} = 1,1 \cdot 12,5 = 13,8 \text{ мА.}$$

На підставі (B2.1) та (B2.2) необхідно вибрати транзистор, який би забезпечував:

$$U_{K \max} > 30 \text{ В}; \quad I_{K \max} > 13,8 + 12,5 = 26,3 \text{ мА.}$$

За результатами попереднього розрахунку було обрано у якості підсилювального елемента транзистор типу КТ315. За даними табл. B1.2 знаходимо, що заданим вимогам відповідає транзистор КТ315Г, у якого $U_{K \max} = 35 \text{ В}$, $I_{K \max} = 100 \text{ мА}$, $h_{21E} = 50 \dots 350$, $P_{K \max} = 150 \text{ мВт}$.

B2.6.3.2. Знаходимо напругу між колектором та емітером транзистора у режимі спокою

$$U_{0K} = U_{\text{вих.т}} + U_{\text{ост}}, \quad (B2.5)$$

де $U_{\text{ост}}$ – напруга між колектором та емітером, нижче якої при роботі каскаду виникають значні нелінійні спотворення через те, що у робочу зону потрапляють ділянки характеристик транзистора з значною кривиною.

Для малопотужних транзисторів, як правило, задають $U_{\text{ост}} = 1 \text{ В}$. Тоді

$$U_{0K} = 7,5 + 1 = 8,5 \text{ В.}$$

B2.6.3.3. Знаходимо потужність, що виділяється на колекторі транзистора

$$P_K = I_{0K} U_{0K}. \quad (B2.6)$$

При цьому необхідно забезпечувати виконання умови:

$$P_K < P_{K \max}, \quad (B2.7)$$

$$P_K = 13,8 \cdot 8,5 = 117 < 150 \text{ мВт.}$$

Таким чином, вибраний тип транзистора відповідає вимогам за потужністю.

B2.6.3.4. Знаходимо опір навантаження у колі колектора. Виходячи із (B2.4), маємо

$$R_3 = 1200 \text{ Ом.}$$

Потужність, що розсіюється в резисторі:

$$P = I^2 R. \quad (B2.8)$$

Отже $P_{R3} = I_{0K}^2 R_3 = (13,8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1200 = 0,227 \text{ Вт.}$

За табл. В2.2 – В2.4 вибираємо резистор типу С2-33 потужністю 0,25 Вт з опором 1200 Ом.

2.6.3.5. Знаходимо опір резистора R_4 у ланцюгу термостабілізації

$$R_4 = \frac{E_K - U_{0K}}{I_{0K}} - R_3. \quad (B2.9)$$

При цьому необхідно виконувати співвідношення:

$$\frac{R_4}{R_3} = (0,1 \dots 0,4), \quad (B2.10)$$

що забезпечує незначне зниження динамічного діапазону каскаду і падіння напруги на R_4 , яке перевищує значення контактного потенціалу p - n переходу транзистора (для забезпечення умов температурної стабілізації режиму спокою каскаду). Отже:

$$R_4 = \frac{30 - 8,5}{13,8 \cdot 10^{-3}} - 1200 = 358 \text{ Ом};$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{358}{1200} = 0,3.$$

Останнє відповідає умові (B2.10).

Потужність, що розсіюється в R_4 :

$$P_{R4} = I_{0K}^2 R_4 = (13,8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 358 = 0,068 \text{ Вт.}$$

За табл. В2.2 – В2.4 вибираємо резистор типу С2-33 потужністю 0,25 Вт з опором 360 Ом.

В2.6.3.6. Знаходимо ємність конденсатора C_3 , що шунтує R_4 за умови, що його опір на частоті f_n повинен бути у 10 разів меншим за опір резистора R_4 :

$$C_3 \geq \frac{10^6}{2\pi f_n \cdot 0,1 R_4}, \quad (B2.11)$$

де множник 10^6 дозволяє отримувати значення ємності у мікрофарадах.

$$C_3 \geq \frac{10^6}{2\pi \cdot 75 \cdot 0,1 \cdot 360} = 58,9 \text{ мкФ.}$$

Робоча напруга на C_3 :

$$U_{C3} = I_{0K} R_4 = 13,8 \cdot 10^{-3} \cdot 360 = 4,97 \text{ В.}$$

За табл. В2.2, В2.3, та В2.5 вибираємо конденсатор типу К50-35 ємністю 100 мкФ на напругу 6,3 В.

В2.6.3.7. Знаходимо струм спокою бази транзистора

$$I_{0B} = I_{0K} / h_{21E \min}, \quad (B2.12)$$

$$I_{0B} = 13,8 / 50 = 0,276 \text{ мА.}$$

В2.6.3.8. Оскільки у відкритому стані транзистора напруга між його базою та емітером становить близько 0,6 В, то напруга спокою бази:

$$U_{0B} = 0,6 \text{ В} \quad (B2.13)$$

і можна знайти орієнтовне значення вхідного опору транзистора

$$R_{ex} = U_{0B} / I_{0B}, \quad (B2.14)$$

$$R_{ex} = \frac{0,6}{0,276 \cdot 10^{-3}} = 2170 \text{ Ом.}$$

В2.6.3.9. Знаходимо значення опорів резисторів подільника R_1 , R_2 . Подільник підімкнено до напруги.

$$U_D = E_K = 30 \text{ В.} \quad (B2.15)$$

Струм в дільнику вибирається у межах

$$I_D = (2 \dots 5) I_{0B}, \quad (B2.16)$$

що забезпечує незалежність задання режиму спокою транзистора при зміні його параметрів під впливом температури, при заміні на інший і т.п.

$$I_D = 5 \cdot 0,276 = 1,38 \text{ мА.}$$

Падіння напруги на резисторі R_4 складає:

$$U_{R4} = (I_{0K} + I_{0B}) R_4, \quad (B2.17)$$

$$U_{R4} = (13,8 + 0,276) \cdot 360 = 5,07 \text{ В.}$$

Тоді

$$R_1 = \frac{U_D - U_{R4} - U_{0B}}{I_{0B} + I_D}; \quad (B2.18)$$

$$R_2 = \frac{U_{R4} + U_{0B}}{I_D}. \quad (B2.19)$$

Отже

$$R_1 = \frac{30 - 5,07 - 0,6}{(0,276 + 1,38) \cdot 10^{-3}} = 14700 \text{ Ом;}$$

$$R_2 = \frac{5,07 + 0,6}{1,38 \cdot 10^{-3}} = 4110 \text{ Ом.}$$

За табл. В2.2 – В2.4 вибираємо $R_1 = 15 \text{ кОм}$; $R_2 = 4,3 \text{ кОм}$.

Знаходимо потужність, що виділяється в резисторах R_1 і R_2 :

$$P_{R1} = (I_{0B} + I_D)^2 R_1 ; \quad (B2.20)$$

$$P_{R2} = I_D^2 R_2 ; \quad (B2.21)$$

$$P_{R1} = [(0,276 + 1,38) \cdot 10^{-3}]^2 \cdot 15 \cdot 10^3 = 0,041 \text{ Вт};$$

$$P_{R2} = (1,38 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,3 \cdot 10^3 = 0,008 \text{ Вт}.$$

Із табл. В2.2 – В2.4 вибираємо резистори типу С2-33 потужністю 0,125 Вт.

В2.6.3.10. Знаходимо ємність конденсатора C_2 за умови забезпечення допустимого значення коефіцієнта частотних спотворень M_n :

$$C_2 \geq \frac{10^6}{2\pi f_n (R_{n\approx} + R_n) \sqrt{M_n^2 - 1}}, \quad (B2.22)$$

значення якої отримуємо в мікрофарадах.

Робочу напругу C_2 приймаємо рівною

$$U_{C2} = 1,5 E_K . \quad (B2.23)$$

Тоді

$$C_2 \geq \frac{10^6}{2\pi \cdot 75 \cdot (600 + 1200) \cdot \sqrt{2,15^2 - 1}} = 0,62 \text{ мкФ},$$

$$U_{C2} = 1,5 \cdot 30 = 45 \text{ В}.$$

За табл. В2.2, В2.3, та В2.5 вибираємо конденсатор типу К73-17 ємністю 0,68 мкФ на напругу 63 В.

В2.6.3.11. Знаходимо амплітудні значення струму й напруги на вході каскаду

$$I_{ex.m} = \frac{I_{Km}}{h_{21E \min}}, \quad (B2.24)$$

де $h_{21E \min}$ – мінімальне значення коефіцієнта передачі струму в схемі з СЕ для обраного транзистора.

$$I_{ex.m} = \frac{12,5}{50} = 0,25 \text{ мА}.$$

$$U_{ex.m} = I_{ex.m} R_{ex}. \quad (B2.25)$$

$$U_{ex.m} = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 2182 = 0,5455 \text{ В}.$$

Необхідна потужність вхідного сигналу

$$P_{ex} = \frac{I_{ex.m} U_{ex.m}}{2}, \quad (B2.26)$$

$$P_{\text{ex}} = \frac{0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5455}{2} = 6,819 \cdot 10^{-5} \text{ Вт.}$$

В2.6.3.12. Знаходимо розрахункові коефіцієнти підсилення каскаду за струмом, напругою та потужністю:

$$K_I = h_{21E \min} \frac{R_{H \approx}}{R_H} = 50 \cdot \frac{600}{1200} = 25, \quad (B2.27)$$

$$K_U = h_{21E \min} \frac{R_{H \approx}}{R_{\text{ex}}} = 50 \cdot \frac{600}{2170} = 13,8, \quad (B2.28)$$

$$K_P = K_I K_U = 25 \cdot 13,8 = 345, \quad (B2.29)$$

$$[K_P]_{\text{дБ}} = 10 \lg K_P = 10 \lg 345 = 23,9 \text{ дБ.}$$

Раніше було прийнято значення коефіцієнта підсилення за потужністю 20 дБ, отже каскад розраховано вірно.

Більше того, навіть за мінімального значення коефіцієнта підсилення транзистора $h_{21E \min} = 50$, маємо запас за підсиленням. Діапазон можливих значень коефіцієнта підсилення у транзисторів досить широкий: для КТ315Г він складає $h_{21E} = 50 \dots 350$. Отже основний параметр може перевищувати своє мінімальне значення у сім разів!

На перший погляд це може здатися суттєвим недоліком, бо результати розрахунків, що ми отримали, виявилися, м'яко кажучи, досить приблизними. Але з пп. 3.8.3 Ви знаєте про застосування у підсилювачах негативного зворотного зв'язку, введення якого у даному разі змо-

же стабілізувати значення коефіцієнта підсилення, а також покращити інші параметри пристрою.

В2.6.3.13. Електричну принципову схему розрахованого каскаду підсилення з СЕ наведено на рис. В2.1.

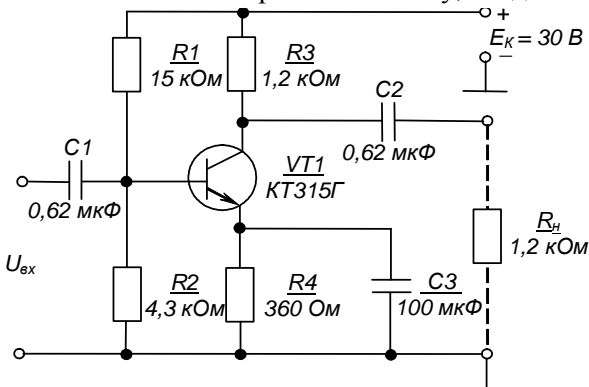


Рис. В2.1 – Каскад підсилення з СЕ.
Схема електрична принципова

B2.7. Приклад застосування ПНЧ у інтегральному виконанні

У наш час існує велика кількість ПНЧ в інтегральному виконанні – у вигляді ІМС. Їхні параметри забезпечують вирішення проблем підсилення сигналів змінного струму з високими показниками якості.

У багатьох випадках достатньо використати ІМС підсилювачів потужності, що мають чутливість за вхідним сигналом у десятки мілівольт і вихідну потужність від одиниць до десятків ват. За низьких рівнів вхідних сигналів їх можна доповнювати ІМС ПНЧ попереднього підсилення, що забезпечують підсилення за напругою у сотні разів, або використовувати попередні підсилювачі на операційних підсилювачах із дво- чи однополярним живленням (див. пп. 4.6).

Окрім виконання основної функції підсилення, ІМС ПНЧ мають також додаткові функції.

Так підсилювачі потужності зазвичай оснащені вбудованими вузлами захисту транзисторів вихідного каскаду від короткого замикання у навантаженні та від тривалого перевантаження, у разі якого обмежується значення вихідного струму або каскад вимикається при перевищенні допустимого значення температури корпусу ІМС.

ІМС ПНЧ попереднього підсилення мають також зовнішні ланцюги задання коефіцієнта підсилення за напругою та коригування АЧХ.

Застосування інтегральних ПНЧ звільняє проектувальника від необхідності розрахунку параметрів елементів принципової електричної схеми підсилювача: ІМС вмикаються за типовими схемами, що наводяться у довідниках. Залишається лише вибрати ІМС необхідного типу, що забезпечувала б потрібні параметри підсилення і, за необхідності, доповнити її, наприклад, емітерним або стоковим повторювачем для узгодження з джерелом сигналу, елементами регулювання діапазону підсилення, задання робочого діапазону частот та ін.

Як приклад, розглянемо схему ПНЧ, побудованого на ІМС, зображену на рис. B2.2.

Тут підсилювач попереднього підсилення виконано на ІМС *D1* типу КР538УН3А, а підсилювач потужності – на ІМС *D2* типу К174УН9А, основні параметри яких вказано відповідно у табл. B2.6 та табл. B2.7.

Резистором R_2 задається значення коефіцієнта підсилення ПНЧ за напругою, а резистор R_3 є регулятором рівня вихідного сигналу. Вста-

новлюючи конденсатор C_4 , можна знизити верхню межу частот, що підсилюються.

Параметричний стабілізатор, виконаний на стабілітроні $VD1$, забезпечує необхідне значення напруги живлення ІМС DI .

Таблиця В2.6 – Основні параметри ІМС КР538УН3А

Електричні параметри	
Коефіцієнт підсилення за напругою	200...300
Струм, споживаний за відсутності вхідного сигналу, мА, не більш як	5
Максимальна вихідна напруга, В, не менш як	0,5
Номінальна напруга живлення, В	6
Максимальна частота вхідного сигналу, МГц	10
Гранично допустимі режими експлуатації	
Діапазон напруг джерела живлення, В	5,0...7,5
Вхідна напруга, В, не більш як	0,2
Струм навантаження, мА, не більш як	2

Таблиця В2.7 – Основні параметри ІМС К174УН9А

Електричні параметри	
Струм, споживаний за відсутності вхідного сигналу, мА, не більш як	30
Чутливість за вихідної потужності 5 Вт, мВ	50...120
Діапазон робочих частот, Гц	40...2000
Вхідний опір, кОм, не менш як	0
Номінальна напруга живлення, В	100
Номінальний опір навантаження, Ом	18
	4
Гранично допустимі режими експлуатації	
Діапазон напруг джерела живлення, В	5,4...19,
Опір навантаження, Ом, не менш як	8
Статичний потенціал на входах ІМС, В, не більш як	4
	30

У результаті маємо ПНЧ, що забезпечує підсилення сигналів із напругою не меншою за 0,6 мВ за вихідної потужності 5 Вт на опори

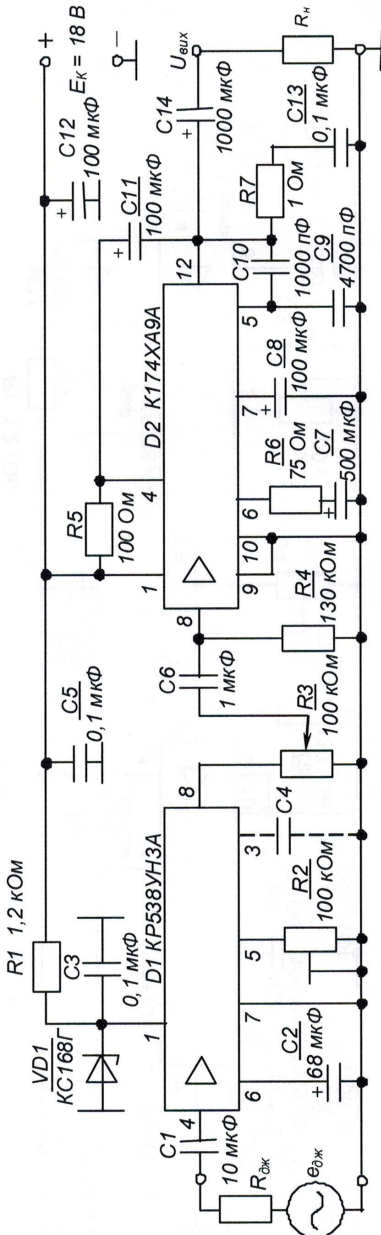


Рис. В2.2 – ПНЧ на ІМС. Схема електрична принципова

навантаження у 4 Ом. Зі збільшенням останнього вихідна потужність відповідно зменшується.

За вихідної потужності, більшої за 300 мВт ІМС необхідно встановлювати на тепловідводі площею не меншою за 30 см².

? Контрольні запитання

1. Вкажіть, у чому полягає завдання остаточного розрахунку ПНЧ?
2. Поясніть, як за розрахунковими даними обираються параметри резисторів та конденсаторів з довідників?
3. Вкажіть переваги застосування ПНЧ у інтегральному виконанні.

В3. РОЗРАХУНОК ТА АНАЛІЗ РОБОТИ ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ КАСКАДІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ (ОП)

В3.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку та аналізу підсилювальних каскадів на ОП.

В3.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні параметри і характеристики ОП, принципи побудови та дії підсилювачів на ОП, методи їхнього розрахунку (див. пп. 4.6).

В3.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

1) тип та схема підсилювального каскаду – у даному разі це інвертувальний підсилювач чи двохходовий суматор, розрахункову схему якого наведено на рис. В3.1, або неінвертувальний підсилювач за схемою з рис. В3.2;

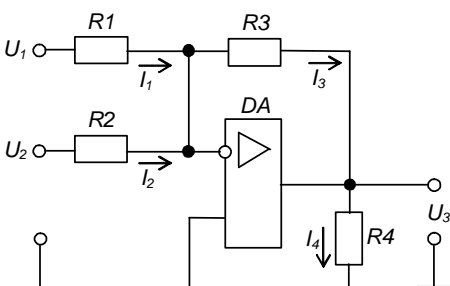


Рис. В3.1 – Розрахункова схема двохходового інвертувального суматора на ОП

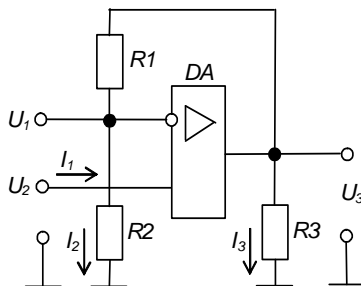


Рис. В3.2 – Розрахункова схема неінвертувального підсилювача на ОП

2) значення опорів деяких резисторів схеми каскаду;

3) напрямки протікання струмів у гілках каскаду та значення деяких із них;

4) значення деяких напруг на входах і виході каскаду або його коефіцієнт підсилення за напругою K_{U33} ;

5) тип ОП та типова схема його вмикання – пропонується будувати каскади на ІМС ОП типу 140УД7, вважаючи його за ідеальний, із напругою живлення ± 12 В, за схемою вмикання, наведеною на рис. 4.11.

Варіанти вихідних даних наведено в табл. В3.1 та табл. В3.2.

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 табл. В3.1 маємо – $R_1 = 1,1$ кОм, R_2 – відсутнє, $R_3 = 33$ кОм,

$R_4 = 2,2$ кОм; U_2 – відсутня; $I_1 = 0,2$ мА, I_2 – відсутній;

з колонки 2 табл. В3.2 – $R_1 = 220$ кОм, $R_3 = 3,9$ кОм,

$U_1 = 0,044$ В; $I_2 = 0,022$ мА.

Таблиця В3.1 – Вихідні дані для розрахунку інвертувального суматора або підсилювача на ОП

Десятки номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Пара-метр	Одиниця виміру										
R_1	кОм	1	x	x	1,1	-	-	x	-	2	1,1
R_2		1,5	3	-	-	1,2	x	-	1	-	1,5
R_3		x	30	75	33	x	x	240	x	x	33
R_4		2	1	6,2	2,2	x	2,4	x	x	x	2,2
U_1	В	1,5	0,15	x	x	-	-	x	-	-0,05	x
U_2		-2,5	-0,25	-	-	x	0,01	-	x	-	0
U_3		2,5	x	x	x	-5	x	1,2	-2,2	x	x
I_1	мА	x	x	x	0,2	-	-	0,005	-	x	0,2
I_2		x	x	-	-	x	x	-	x	-	-
I_3		x	x	x	x	x	0,05	x	0,02	x	x
I_4		x	0,25	1	x	2,5	x	1	0,01	0,55	x
K_{U33}		-	-	-50	x	-100	-120	x	x	-110	x

Знаком «-» у таблиці позначено відсутні для конкретного варіанту параметри.

В3.4. Необхідно визначити:

- 1) значення параметрів, позначених в табл. В3.1 та В3.2 знаком “х”;
- 2) правильність позначення на рис. В3.1 та рис. В3.2 напрямків протікання струмів;
- 3) тип та потужність резисторів пристрою.

Також необхідно навести електричну принципову схему каскаду із поданням заданих та отриманих за результатами розрахунку номінальних значень опорів, напруг і струмів, напрямків протікання останніх.

**Таблиця В3.2 – Вихідні дані для розрахунку
неінвертувального підсилювача на ОП**

Одиниці номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Пара-метр	Одини-ця ви-міру										
R_1	кОм	18	х	220	х	75	х	24	15	х	36
R_2		х	1,2	х	3	х	1	х	х	2,4	х
R_3		10	6,2	3,9	х	2	2	х	х	10	х
U_1	В	-0,3	х	0,044	х	0,15	х	0,3	х	х	х
U_2		х	0,6	х	0,1	х	х	х	х	0,2	0,25
U_3		-4,8	-9,6	х	5,1	х	-1,25	х	9	3,2	х
I_1	мА	х	х	х	х	х	х	х	х	х	х
I_2		х	х	0,002	х	0,15	х	0,3	0,5	х	х
I_3		х	х	х	1	х	х	3,75	3,75	х	2
K_{U33}		х	х	х	х	51	25	х	6	х	16

В3.5. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)**В3.6. Теоретичні пояснення** (наведено у розділі 4.6)**В3.7. Приклад попереднього розрахунку інвертувального підсилювача на ОП****В3.7.1. Вихідні дані:**

- 1) $R_1 = 1$ кОм;
- 2) R_2 – відсутнє;
- 3) $R_4 = 2$ кОм;

4) $U_1 = 0,15 \text{ В};$

5) $U_3 = -3 \text{ В}.$

З аналізу вихідних даних видно, що ми маємо справу з інвертувальним підсилювачем, розрахункову схему якого наведено на рис. В3.3.

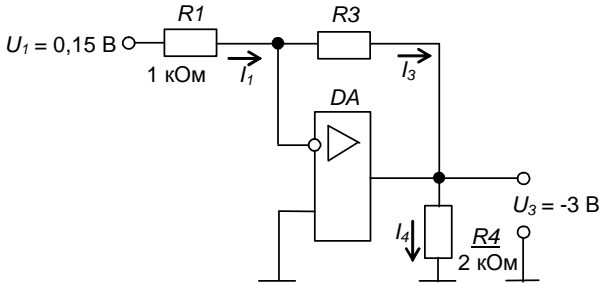


Рис. В3.3 – Розрахункова схема інвертувального підсилювача на ОП

В3.7.2. Необхідно визначити:

- 1) опір резистора R_3 ;
- 2) значення струмів I_1, I_3, I_4 ;
- 3) коефіцієнт підсилення K_{U33} ;
- 4) правильність позначення на рис. В3.3 напрямків протікання струмів;
- 5) тип та потужність резисторів каскаду.

В3.7.3. Порядок розрахунку

В3.7.3.1. За формулою (4.13) маємо

$$K_{U33} = \frac{U_3}{U_1} = -\frac{R_3}{R_1}. \quad (B3.1)$$

Тобто
$$K_{U33} = \frac{-3}{0,15} = -20.$$

Тоді
$$R_3 = -K_{U33} R_1, \quad (B3.2)$$

$$R_3 = -(-20) \cdot 1 = 20 \text{ кОм}$$

(що є стандартним значенням за табл. В2.2).

В3.7.3.2. Оскільки потенціал інвертувального входу ОП для схеми інвертувального підсилювача дорівнює нулю, маємо

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}, \quad (B3.3)$$

$$I_1 = \frac{0,15}{1 \cdot 10^3} = 0,15 \text{ мА}$$

і напрямок його протікання вказано вірно.

За першим законом Кірхгофа

$$I_3 = I_1 = 0,15 \text{ мА}$$

і напрямок його протікання на рис. В3.3 вказано вірно.

В3.7.3.3. Очевидно, що

$$I_4 = \frac{U_3}{R_4}, \quad (B3.4)$$

$$I_4 = \frac{-3}{2} = -1,5 \text{ мА}$$

і напрямок його протікання є зворотним до вказаного на рис. В3.3.

В3.7.3.4. Електричну принципову схему інвертувального підсилювача з параметрами, отриманими за даними розрахунку і побудованого на ОП 140УД7, наведено на рис. В3.4.

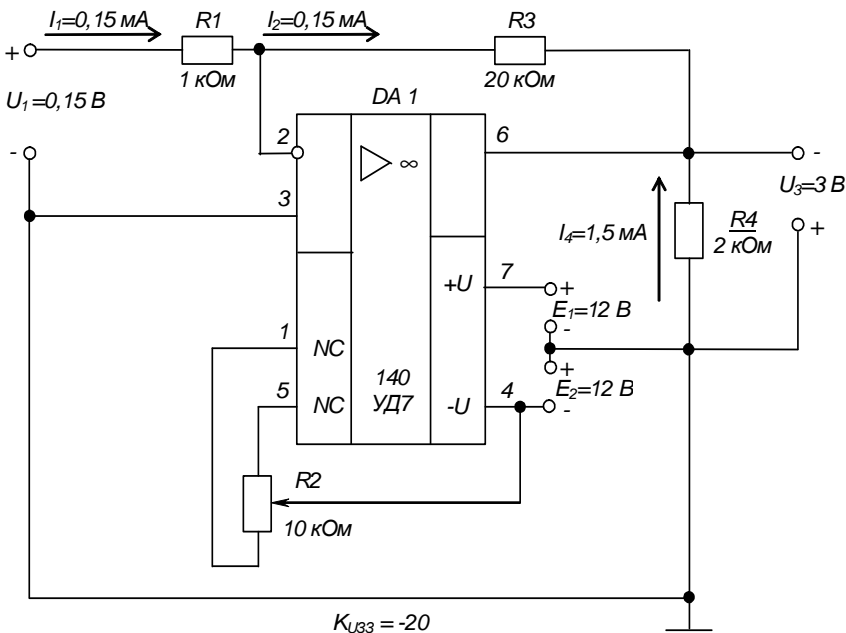


Рис. В3.4 – Інвертувальний підсилювач на ОП.
Схема електрична принципова

Зауважимо: оскільки підсилювач призначений для підсилення сигналу напруги постійного струму, то коригуючий конденсатор (C_1 на рис. 4.11) не встановлюємо.

В3.7.3.5. Потужність, що виділяється в резисторі становить

$$P_R = RI^2. \quad (B3.5)$$

Отже для нашого підсилювального каскаду маємо:

$$P_{R1} = 1 \cdot 10^3 (0,15 \cdot 10^{-3})^2 = 2,25 \cdot 10^{-5} \text{ Вт};$$

$$P_{R3} = 20 \cdot 10^3 (0,15 \cdot 10^{-3})^2 = 4,5 \cdot 10^{-4} \text{ Вт};$$

$$P_{R4} = 2 \cdot 10^3 (1,5 \cdot 10^{-3})^2 = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

За табл. В2.4 вибираємо резистори типу С2-33 з номінальною потужністю 0,125 Вт. Бачимо – у схемах на ОП потужність резисторів дещо менша, ніж у схемах на транзисторах (див., наприклад, пп. В2).

? Контрольні запитання

1. Поясніть, чим інвертувальний суматор відрізняється від інвертувального підсилювача?
2. Поясніть, чим визначається принцип дії інвертувального суматора?
3. Порівняйте значення вхідних струмів інвертувального та неінвертувального підсилювачів.
4. Вкажіть, чи можна застосувати ОП для підсилення сигналів напруги змінного струму за дво- та однополярного джерела живлення?
5. Порівняйте складність розрахунку підсилювального каскаду на ІМС ОП і на транзисторі з СЕ.

В4. ПОБУДОВА ТА АНАЛІЗ РОБОТИ КОМБІНАЦІЙНИХ ЛОГІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

В4.1. Мета роботи

Метою даної роботи є набуття навиків реалізації логічних функцій та аналізу роботи логічних комбінаційних пристроїв.

В4.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання роботи

Для виконання роботи необхідно знати основні елементарні логічні функції та елементи, що їх реалізують, а також принципи реалізації та аналізу роботи складних комбінаційних пристроїв (див. розділ 6 та пп. 8.2).

В4.3. Вихідні дані

Вихідними даними при реалізації комбінаційного пристрою є логічна функція, що її повинен реалізувати пристрій, та набір логічних елементів, на яких він повинен бути побудований.

У даній роботі Вам пропонується побудувати комбінаційний логічний пристрій, що реалізує логічну функцію, яка має такий загальний вигляд:

$$y = f_1[f_2(a_1, a_2), (f_3(a_3, a_4))], \quad (B4.1)$$

де f_1, f_2, f_3 – елементарні логічні функції (вважаємо заданими і елементи, що їх реалізують);

a_1, a_2, a_3, a_4 – логічні змінні.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. В4.1.

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо: $a_1 = x_1, a_2 = x_2, a_3 = 0, a_4 = \overline{x_3}$;

з колонки 2 – $f_1 = \text{I-НІ}, f_2 = \text{I-НІ}, f_3 = \text{АБО-НІ}$.

Отже функція, яку необхідно реалізувати, має вигляд

$$y = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot (0 + \overline{x_3}). \quad (B4.2)$$

Таблиця В4.1 – Вихідні дані для побудови комбінаційного пристрою

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
a_1		$\overline{x_1}$	x_1	1	x_1	x_1	x_1	$\overline{x_1}$	$\overline{x_1}$	1	x_1
a_2		$\overline{x_2}$	1	$\overline{x_1}$	x_2	1	$\overline{x_2}$	1	$\overline{x_2}$	$\overline{x_1}$	$\overline{x_2}$
a_3		$\overline{x_3}$	$\overline{x_2}$	x_2	0	$\overline{x_2}$	0	x_2	x_3	$\overline{x_2}$	0
a_4		0	$\overline{x_3}$	$\overline{x_3}$	$\overline{x_3}$	x_3	x_3	x_3	0	$\overline{x_3}$	$\overline{x_3}$
	f_1	I	АБО	I-НІ	АБО-НІ	I	АБО	I-НІ	АБО-НІ	I	АБО-НІ
	f_2	I-НІ									
	f_3	АБО-НІ									

В4.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

В4.5. Теоретичні пояснення (наведено у розділі 6 та пп. 8.2)

В4.6. Приклад побудови та аналізу роботи комбінаційного пристрою

В4.6.1. Вихідні дані

1) нехай $a_1 = \overline{x_1}$, $a_2 = x_2$, $a_3 = 0$, $a_4 = x_4$;

$f_1 = \text{I-НІ}$, $f_2 = \text{I-НІ}$, $f_3 = \text{АБО-НІ}$

(зверніть увагу на те, що змінна $a_3 = 0$ – є константою нуля), тоді логічна функція, яку необхідно реалізувати, має вигляд:

$$y = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot (0 + x_3)}}; \quad (B4.3)$$

2) при побудові пристрою можна застосовувати двовходові логічні елементи 2І, 2АБО, 2І-НІ, 2АБО-НІ та інвертор НІ;

3) вважаємо, що на входи пристрою надходять лише прямі сигнали вхідних змінних, тобто x_1 , x_2 , x_3 (наприклад, тільки з прямих виходів

тригерів (див. пп. 7.3), з яких складається регістр пам'яті (див. пп. 8.6), у якому зберігаються змінні.

В4.6.2. Необхідно:

- 1) побудувати схему комбінаційного пристрою, що реалізує задану логічну функцію;
- 2) скласти таблицю істинності заданої функції;
- 3) побудувати часові діаграми роботи комбінаційного пристрою.

В4.6.3. Порядок виконання роботи

В4.6.3.1. Спочатку спростимо (мінімізуємо) запропоновану до реалізації функцію.

Оскільки змінна $a_3 = 0$, то

$$f_3 = 0 + x_3 = \overline{x_3}. \quad (B4.4)$$

$$\text{У результаті маємо: } y = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3}} \quad (B4.5)$$

Зрозуміло, що комбінаційний пристрій, який реалізує цю функцію, буде більш простим, ніж той, що реалізує функцію (B4.3).

В4.6.3.2. Із аналізу виразу (B4.5) видно, що для реалізації отриманої мінімізованої логічної функції необхідні такі логічні елементи:

- 1) два інвертори для інверсії змінних $\overline{x_1}$ та $\overline{x_3}$;
- 2) два елементи 2І-НІ (двовходові елементи І-НІ) для реалізації функцій

$$f_2 = \overline{x_1 \cdot x_2} \quad \text{та} \quad f_1 = \overline{f_2 \cdot f_3} \quad (B4.6)$$

В4.6.3.3. Логічну схему комбінаційного пристрою, що реалізує функцію (B4.5) наведено на рис. В4.1.

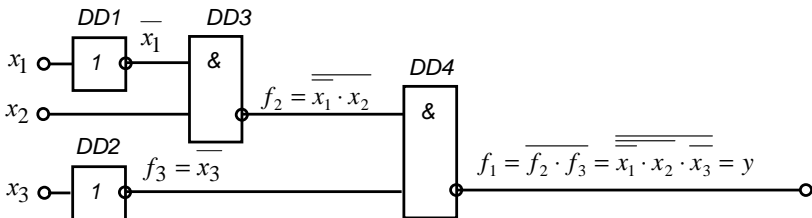


Рис. В4.1 – Комбінаційний пристрій. Схема логічна

В4.6.3.4. Таблицю істинності логічної функції (B4.5) наведено у табл. В4.2.

В4.6.3.5. Наведений у табл. В4.2 таблиці істинності відповідають часові діаграми, зображені на рис. В4.2.

Таблиця В4.2 – Таблиця істинності логічної функції $y = \overline{\overline{\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3}}}$

Комбінація вхідних змінних	x_3	x_2	x_1	$f_3 = \overline{x_3}$	$\overline{x_1}$	$f_2 = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2}}$	$f_1 = \overline{\overline{f_2 \cdot f_3}} = y$
0	0	0	0	1	1	1	0
1	0	0	1	1	0	1	0
2	0	1	0	1	1	0	1
3	0	1	1	1	0	1	0
4	1	0	0	0	1	1	1
5	1	0	1	0	0	1	1
6	1	1	0	0	1	0	1
7	1	1	1	0	0	1	1

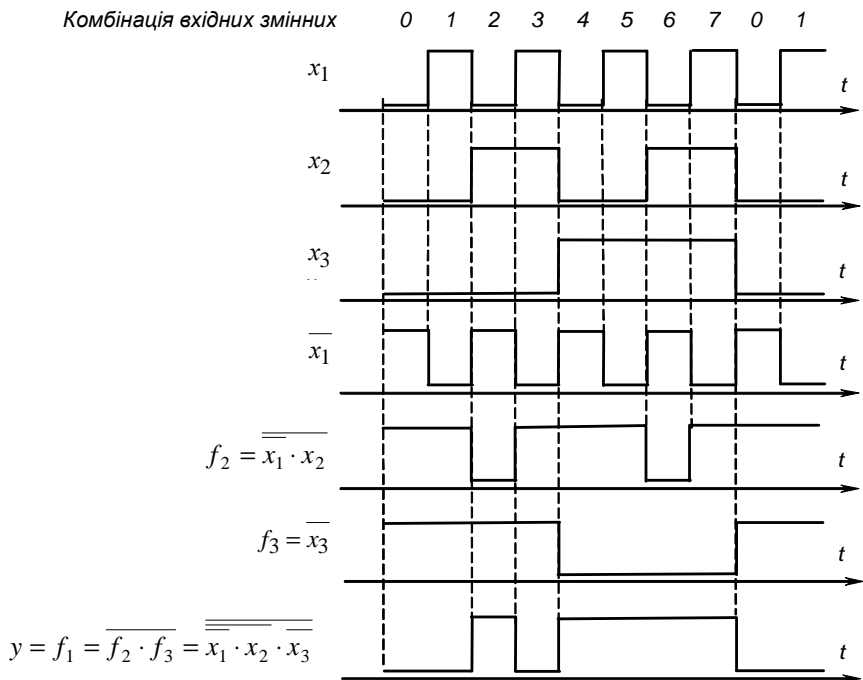


Рис.В4.2 – Часові діаграми роботи комбінаційного пристрою

В4.6.3.6. З аналізу таблиці істинності та часових діаграм видно, що логічна функція $y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3}$, а значить і $y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot (0 + x_3)}$ істинна (тобто $y = 1$) при комбінаціях вхідних змінних 2 та 4-7.



Контрольні запитання

1. Поясніть у чому полягає необхідність в мінімізації логічних функцій, що повинні бути реалізовані комбінаційними пристроями?
2. Порівняйте наочність застосованих у даній роботі способів задання логічних функцій: у вигляді математичного виразу; у вигляді логічної схеми; у вигляді таблиці істинності; у вигляді часових діаграм.
3. Вкажіть, з допомогою якого цифрового пристрою може бути сформована послідовність вхідних сигналів x_1, x_2, x_3 , наведена на часових діаграмах, зображених на рис. В4.2.
4. Зробіть висновок, чи спроститься схема комбінаційного пристрою, якщо на його вхід будуть надходити також і інверсні значення вхідних змінних?

В5. РОЗРАХУНОК ІМПУЛЬСНИХ ПРИСТРОЇВ ТА ПОБУДОВА ЛІЧИЛЬНИКІВ ІМПУЛЬСІВ

В5.1. Мета роботи

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку параметрів елементів мультівібраторів (МВ) на ІМС операційних підсилювачів (ОП), цифрових ІМС та ІМС таймера К1006ВИ1 (555), а також отримання лічильника імпульсів (ЛІ) із потрібним значенням коефіцієнта перерахунку зі стандартного послідовного двійкового.

В5.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання роботи

Для виконання роботи необхідно знати призначення, основні параметри і характеристики та принципи побудови:

- 1) МВ (див. пп. 5.3.1), побудованих на ОП (див. пп. 5.3.3), на логічних елементах і тригерах (див. пп. 8.8), на ІМС таймера К1006ВИ1 (див. пп. 8.9);
- 2) ЛІ (див. пп. 8.5).

В5.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку МВ є:

- 1) f , кГц – частота надходження генерованих імпульсів;
- 2) тип ІМС – пропонується один із таких:
А – 140УД7; Б – К561ЛА7; В – К561ТМ2; Г – К1006ВИ1;
- 3) обмеження на значення параметрів елементів (залежать, у тому числі, і від заданого чи обраного типу ІМС).

Вихідними даними для побудови ЛІ є:

- 1) K – необхідне значення коефіцієнта перерахунку (відповідає числу можливих станів ЛІ);
- 2) тип ІМС послідовного двійкового ЛІ – пропонується чотирирозрядний лічильник К561ІЕ10;
- 3) типи допоміжних логічних елементів – пропонуються на вибір К561ЛА7, К561ЛА8, К561ЛА9.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. В 5.1.

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо – Г (тип ІМС для побудови МВ – К1006ВИ1);

з колонки $2 - f = 2,6 \text{ кГц}$, $K = 13$.

Таблиця В5.1 – Вихідні дані для розрахунку МВ і побудови ЛІ

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
Тип ІМС МВ		А	Б	В	Г	А	Б	В	Г	Б	В
	f , кГц	1,0	1,4	2,6	3,6	4,4	5,4	6,4	7,0	7,8	9,0
	K	15	14	13	12	11	9	8	7	6	5

Додаткові дані:

1) умовне позначення і схему вмикання ІМС ОП 140УД7 наведено на рис. 4.11 (мінімальне значення опору навантаження становить 2 кОм , напруга живлення задається рівною $U_{ж} = \pm 12 \text{ В}$), а схему МВ на ОП – на рис. 5.12;

2) напруга живлення ІМС К561 та К1006ВІ1 задається рівною $U_{ж} = +12 \text{ В}$;

3) ІМС К561ТМ2, позначення якої наведено на рис. В5.1, містить у собі два синхронних RSD -тригери (для виконання завдання достатньо одного тригера), а схема МВ на RSD -тригері – на рис. 8.21,б (він тут, власне, використовується як RS -тригер);

4) позначення ІМС К561ЛА7 (чотири елементи 2І-НІ), К561ЛА8 (два елементи 4І-НІ), К561ЛА9 (три елементи 3І-НІ) наведено відповідно на рис. В5.2,а – в, а схему МВ на

логічних елементах – на рис. 8.20;

5) ІМС К561ІЕ10, позначення якої наведено на рис. В5.3,а, містить у собі два чотирирозрядних послідовних двійкових ЛІ (для виконання завдання достатньо одного з них), а їхню таблицю переходів наведено на рис. В5.3,б;

6) значення опорів RC -ланцюжків у схемах на ІМС серії К561 не повинні бути меншими за 10 кОм ;

7) схему МВ на ІМС К1006ВІ1 наведено на рис. 8.26.

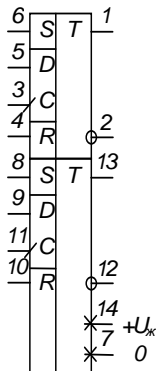
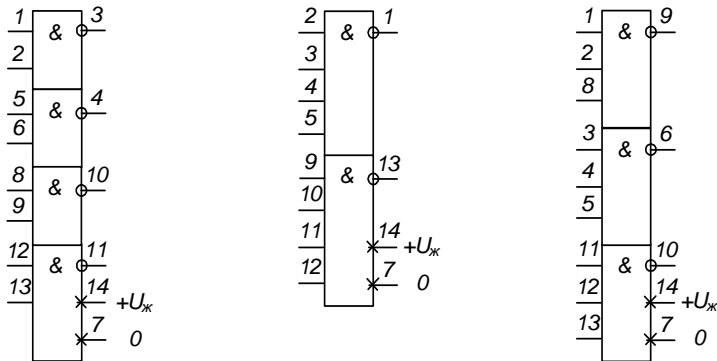


Рис. В5.1– ІМС К561ТМ2

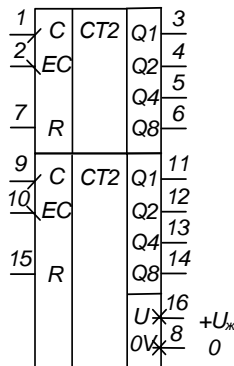


а) К561ЛА7

б) К561ЛА8

в) К561ЛА9

Рис. В5.2 – Деякі ІМС логічних елементів серії К561



а)

C	EC	R	Режим роботи
\sqcap 0	1 \sqcap 0	0 0	Лічильник працює
\sqcap x \sqcap 1	x \sqcap 0 \sqcap 0	0 0 0 0	Стан лічильника не змінюється
x	x	1	Встановлення нуля

Знаками \sqcap та \sqcap відповідно позначені зміни сигналу з 0 на 1 і з 1 на 0

б)

Рис. В5.3 – ІМС К561ІЕ10

В5.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

В5.5. Теоретичні пояснення

При виконанні роботи зверніть увагу на простоту побудови генератора імпульсів прямокутної форми, яким є МВ, на ІМС різного типу порівняно з МВ на дискретних елементах (див. пп. 5.3.2).

Обмеження на значення параметрів елементів часозадавальних *RC*-ланцюжків у реальних імпульсних пристроях (не тільки в МВ) виникають із таких причин.

Так значення ємностей конденсаторів не повинні бути дуже малими (десь меншими за 100 пФ), щоб не виявлявся вплив на роботу пристрою паразитних ємностей (наприклад, ємності монтажу – ємності між провідниками, що з'єднують елементи пристрою).

Важливим є вибір типу конденсаторів: слід брати до уваги допустимі відхилення ємності від номінального значення, як технологічні (для електролітичних конденсаторів вони можуть складати, наприклад, мінус 20 ... +50 %), так і температурних.

Значення опору резисторів, з одного боку, повинні забезпечувати неперевикнення навантажувальної здатності ІМС (для ІМС ОП, це, як правило, одиниці міліампер, а для цифрових К-МОН типу, якими є ІМС серії К561, – десятки долі міліампера). При цьому забезпечується також максимальне зниження впливу опору внутрішніх ланцюгів ІМС (становить до сотень ом у ІМС К-МОН) на часові параметри генерованих імпульсів.

З іншого боку, вибрані значення опорів резисторів повинні зводити до мінімуму вплив опору діелектричної основи, на якій змонтовано пристрій, а також вплив оточуючого середовища (наприклад, вологості повітря).

З огляду на це, опір резисторів часозадавальних *RC*-ланцюжків не повинен бути меншим за 1...2 кілооми і бажано, щоб він не перевищував значень у сотні кілоом.

При побудові МВ і ЛІ з заданим коефіцієнтом перерахунку на ІМС серії К561 слід брати до уваги положення пп. 8.2 щодо отримання з багатовходового логічного елемента типу І-НІ інвертора – формула (8.4), та щодо подачі на незадіяні входи ІМС сигналів *const 1* або *const 0*.

В5.6. Приклад попереднього розрахунку МВ та побудови ЛІ

В5.6.1. Вихідні дані:

1) нехай треба розрахувати МВ із частотою надходження імпульсів $f = 5$ кГц на ОП типу 140УД7 та ЛІ з коефіцієнтом перерахунку $K = 10$ на основі ІМС К561ІЕ10;

2) при побудові пристроїв можна застосовувати логічні елементи, наведені на рис. В5.2;

3) напруга живлення ІМС ОП 140УД7 $U_{жс} = \pm 12$ В, а ІМС серії К561 $U_{жс} = +12$ В;

4) опори у колах ІМС 140УД7 не повинні бути меншими за 2 кОм, а в колах ІМС серії К561 – 10 кОм і не перевищувати 100 кОм.

В5.6.2. Необхідно:

- 1) розрахувати значення параметрів елементів схеми МВ;
- 2) виконати побудову ЛП;
- 3) навести таблицю переходів ЛП;
- 4) навести часові діаграми роботи ЛП;
- 5) навести електричну принципову схему пристрою, що складається з МВ і підімкненого до його виходу ЛП.

В5.6.3. Порядок виконання роботи

В5.6.3.1. Частота надходження імпульсів, генерованих МВ на ОП, (див. рис. 5.12) згідно з (5.19) становить

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2 \frac{R_2}{R_1})}. \quad (B5.1)$$

Прийmemo співвідношення

$$R_1 = 100 \text{ кОм.}$$

Тоді

$$R_2 = 100 \cdot 0,63 = 63 \text{ кОм.}$$

$$R_2 / R_1 = 0,63. \quad (B5.2)$$

При цьому напруга на конденсаторі змінюється ще досить лінійно, що забезпечує чітке спрацьовування ОП як компаратора, а значить і стабільність частоти генерованих імпульсів.

Задаємо значення опору резистора:

У якості резисторів виберемо резистори відповідного опору типу С2-33 з номінальною потужністю 0,125 Вт (оскільки очевидно, що за напруги живлення у 12 В, струм, що через них протікає, незначний).

$$\text{Тоді} \quad f = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2 \cdot 0,63)} = \frac{1}{1,631RC}. \quad (B5.3)$$

$$\text{Звідки} \quad R = \frac{1}{1,631fC}. \quad (B5.4)$$

Якщо прийняти $C = 0,01$ мкФ, то для частоти $f = 5$ кГц отримаємо:

$$R = \frac{1}{1,631 \cdot 5000 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 12264 \text{ Ом.} \quad (B5.5)$$

Якщо результат розрахунку не відповідає заданим обмеженням, слід прийняти інше значення ємності конденсатора.

За табл. B2.2 – B2.4 обираємо резистор типу C2-33 потужністю 0,125 Вт з опором 12 кОм.

За табл. B2.5 обираємо конденсатор типу K10-17 ємністю 0,01 мкФ.

B5.6.3.2. Як зазначалось у пп. 8.5, щоб отримати ЛІ з коефіцієнтом перерахунку 10 з чотирирозрядного послідовного двійкового, яким є лічильник K561ІЕ10, необхідно обмежити число станів останнього – залишити від нульового до дев'ятого. Для цього треба за допомогою логічного елемента І здешифрувати його одинадцятий стан, якому за таблицею переходів чотирирозрядного двійкового послідовного лічильника (стан 10 у табл. 8.1) відповідає на виходах Q_8, Q_4, Q_2, Q_1 комбінація сигналів 1010, і забезпечити встановлення лічильника за цієї комбінації в нуль. При цьому знадобиться двовходовий логічний елемент І.

Оскільки у якості логічних елементів ми можемо використовувати лише елементи І-НІ, то необхідний ще й інвертор. Його ми отримаємо з двовходового елемента, якщо подамо на один із його входів сигнал *const* 1.

B5.6.3.3. Таблицю переходів отриманого ЛІ наведено у табл. 8.2, а часові діаграми його роботи – на рис. 8.11.

B5.6.3.4. Електричну принципову схему пристрою, а це є МВ з лічильником-дільником його частоти, наведено на рис. B5.4.

Відносно цієї схеми зробимо декілька зауважень.

ОП корекції нуля і частоти тут не потребує.

Резистор R_4 (для варіантів завдань без ОП він не потрібен) введено у схему тому, що для захисту від подачі на вхід напруги негативної полярності ІМС серії K561 мають вбудовані діоди (підмикання показано штриховими лініями – *VD1*). Отже R_4 обмежує струм у вихідному колі ОП за негативної напруги (захищає від короткого замикання).

Інвертор *DD1.1* встановлено для того, щоб підвищити крутизну фронтів вхідних імпульсів лічильника *DD2*, оскільки у МВ на ОП вона досить низька, порівняно з необхідною: інвертор тут є формувачем вхідних імпульсів лічильника. Такий самий формувач потрібен також при побудові МВ на логічних елементах.

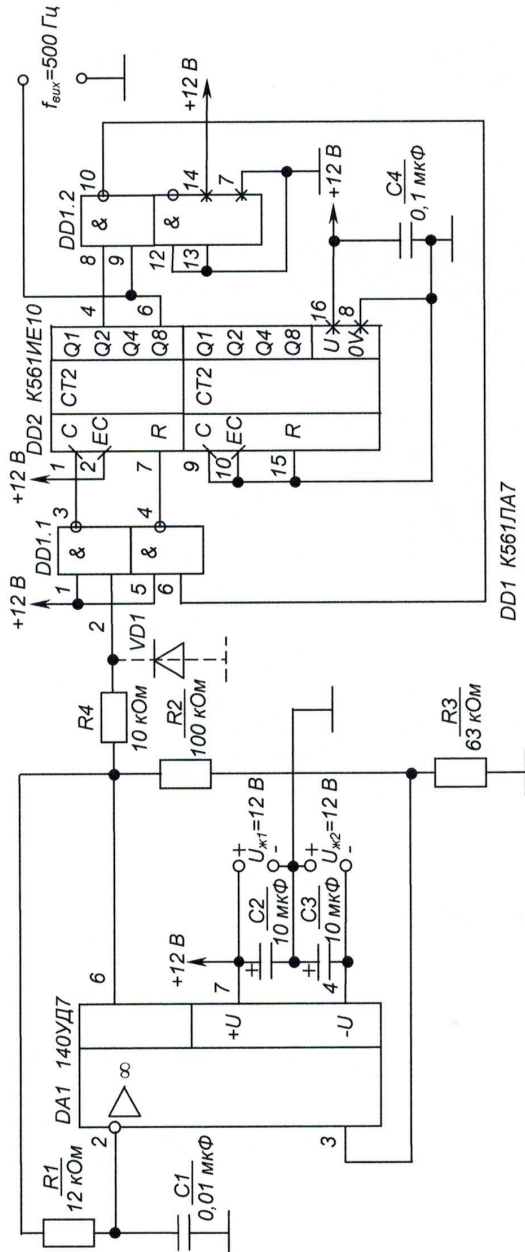


Рис. В5.4 – Мультивібратор з лічильником-ділником.
Схема електрична принципова

Незадіяні (вільні) входи ІМС К-МОН необхідно обов'язково з'єднувати з точками схеми +12 В або з 0, забезпечуючи тим самим подачу логічних сигналів *const 1* або *const 0* (залежно від виду логічної функції – І чи АБО). Якщо цього не зробити, на вільних входах можуть наводитись хибні сигнали, а це призведе до тривалого протікання наскрізного струму у вихідних каскадах (див. рис. 6.8), що, у свою чергу, викличе перегрів і вихід ІМС з ладу.

Конденсатори $C_2 - C_4$ забезпечують додаткову фільтрацію напруги живлення і захищають вузли пристрою від взаємних завад.

Доповнення МВ лічильником-дільником дозволяє знизити частоту вихідного сигналу пристрою – отримати послідовність імпульсів із частотою

$$f_{\text{вих}} = \frac{f}{K} = \frac{5000}{10} = 500 \text{ Гц.} \quad (B5.6)$$

Такий прийом використовують досить часто, оскільки побудувати генератор із високою стабільністю генерованих імпульсів за низької частоти їхнього надходження досить важко. Наприклад тому, що у наш час технологічно легше (а значить і за меншої вартості) отримати конденсатори з високими показниками стабільності з малою ємністю (меншою за 0,1 мкФ).

Крім того, за високих вимог до стабільності частоти, у генераторі замість конденсаторів застосовують кварцеві резонатори (як в електронних годинниках). А вони мають частоти у десятки і сотні кілогерц.

Доповнення генератора дільником дозволяє отримати необхідне значення частоти.

У нашому випадку, якщо використати і другу половину ІМС К561ІЕ10 (для цього треба вихід Q_8 першого лічильника з'єднати з входом *ЕС* другого, а на вхід *С* другого подати сигнал *const 0*), то можна ще більше знизити вихідну частоту або значно зменшити значення параметрів елементів часозадаючого ланцюжка.

Можна також зробити у пристрої виводи від кожного з виходів лічильника і, вивівши їх на перемикач, отримати генератор із дискретно змінюваною вихідною частотою. А взагалі, лічильники-дільники з довільними коефіцієнтами переліку у цифровій техніці застосовуються досить часто. Тому випускаються ІМС ЛІ з програмованим коефіцієнтом перерахунку. Але у багатьох випадках є доцільним використання стандартних ІМС за наведеною методикою.

? Контрольні запитання

1. *Оцініть ступінь складності розрахунку імпульсних пристроїв (мультивібраторів) на ІМС.*
2. *Поясніть, чим зумовлені обмеження значень опорів резисторів часозадавальних ланцюгів імпульсних пристроїв?*
3. *Поясніть, чим зумовлені обмеження значень ємностей конденсаторів часозадавальних ланцюгів імпульсних пристроїв?*
4. *Поясніть, чому не можна залишати непідімкненими незадіяні входи ІМС К-МОН?*
5. *Вкажіть, які переваги може надати використання мультивібратора з лічильником-дільником?*

В6. РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО ВИПРЯМЛЯЧА МАЛОЇ ПОТУЖНОСТІ

В6.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку однофазних випрямлячів малої потужності.

В6.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні параметри випрямлячів, їхні схеми та принцип дії, методи розрахунку (див. пп. 9.1-9.4, 9.6.1, 9.6.2, 9.7).

В6.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

- 1) U_d , В – середнє значення випрямленої напруги за номінального навантаження;
- 2) I_d , А – середнє значення випрямленого струму (струму навантаження);
- 3) K_n , % – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги;
- 4) U_m , В – напруга мережі живлення;
- 5) f_m , Гц – частота мережі живлення.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. В6.1.

Таблиця В6.1 – Вихідні дані для розрахунку випрямляча

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
	U_d , В	10	15	20	24	48	100	150	250	300	400
	I_d , А	1,2	1	0,6	0,5	0,35	0,2	0,15	0,12	0,1	0,08
	K_n , %	0,5	1,0	1,5	2,0	0,8	1,2	1,7	2,2	2,5	1,6
	U_m , В	127	220	127	220	127	220	127	220	127	220
	f_m , Гц	400	50	50	400	400	50	50	400	50	50

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо – $K_n = 2,0$ %, $U_d = 220$ В; $f_m = 400$ Гц;

з колонки 2 – $U_d = 20$ В, $I_d = 0,6$ А.

В6.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

В6.5. Теоретичні пояснення

Для живлення сучасних електронних пристроїв малої потужності найчастіше застосовують однофазні випрямлячі змінного струму, зазвичай двопівперіодні.

Значення пульсації вихідної напруги знижують до необхідного за допомогою ємнісних фільтрів. Це зумовлює ємнісний характер навантаження випрямляча.

У якості вентилів найчастіше застосовують напівпровідникові, головним чином кремнієві, випрямні діоди.

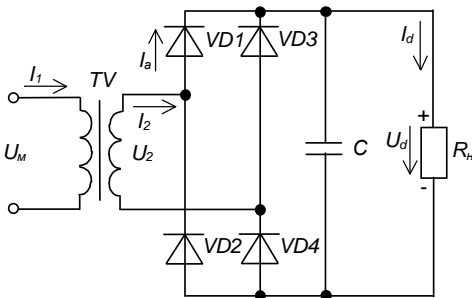


Рис. В6.1 – Однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром

Схему мостового випрямляча з ємнісним фільтром наведено на рис. В6.1.

Такий випрямляч забезпечує двопівперіодне випрямлення і, порівняно зі схемою з нульовим виводом, наведеною на рис. 9.19, має менші габарити, масу і від-

повідно вартість трансформатора.

В6.6. Приклад розрахунку однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром

В6.6.1. Вихідні дані:

- 1) середнє значення випрямленої напруги за номінального опору навантаження $U_d = 48$ В;
- 2) струм навантаження $I_d = 0,3$ А;
- 3) коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $K_n = 2,5$ %;
- 4) напруга мережі живлення $U_M = 127$ В;
- 5) частота мережі живлення $f_M = 400$ Гц.

В6.6.2. Необхідно визначити:

- 1) тип і параметри вентилів;

- 2) режими роботи схеми (значення струмів в елементах та напруг на них);
- 3) к.к.д. випрямляча;
- 4) ємність та тип конденсатора фільтра.

В6.6.3. Порядок розрахунку

В6.6.3.1. Визначимо орієнтовні значення параметрів вентилів та габаритну потужність трансформатора.

Для цього необхідно задати значення допоміжних коефіцієнтів B , D і F (див. пп. 9.6.2). Для мостової схеми їх вибирають у інтервалах:

$$B = 0,95 \dots 1,1; \quad D = 2,1 \dots 2,2; \quad F = 6,8 \dots 7,2.$$

$$\text{Нехай} \quad B = 1,06; \quad D = 2,15; \quad F = 7,0. \quad (B6.1)$$

Тоді амплітуда зворотної напруги на вентилі становитиме:

$$U_{\text{вт}} = 1,5U_d = 1,5 \cdot 48 = 72 \text{ В}. \quad (B6.2)$$

Середнє та амплітудне значення струму через вентиль відповідно:

$$I_a = \frac{I_d}{2}; \quad (B6.3)$$

$$I_{\text{ам}} = I_d \cdot 0,5F. \quad (B6.4)$$

$$\text{Отже} \quad I_a = \frac{0,3}{2} = 0,15 \text{ А}; \quad I_{\text{ам}} = 0,3 \cdot 0,5 \cdot 7 = 1,05 \text{ А}.$$

В6.6.3.2. Габаритну потужність трансформатора визначимо як:

$$S_T = U_d I_d \cdot 0,707BD; \quad (B6.5)$$

$$S_T = 48 \cdot 0,3 \cdot 0,707 \cdot 1,06 \cdot 2,15 = 23,2 \text{ ВА}.$$

За визначеним значенням габаритної потужності з табл. В6.2 знаходимо максимальне значення індукції B_m для сталі марки Э 360, забезпечуючи виконання умови $S_T > 23,2 \text{ ВА}$:

Таблиця В6.2 – Рекомендовані значення максимальної індукції та к.к.д. трансформатора для сталей марок Э340, Э350, Э360

Габаритна потужність S_T , ВА	Індукція B_m , Тл		к.к.д. η_T	
	$f_m = 50 \text{ Гц}$	$f_m = 400 \text{ Гц}$	$f_m = 50 \text{ Гц}$	$f_m = 400 \text{ Гц}$
10	1,2	1,15	0,85	0,78
20	1,4	1,33	0,89	0,83
40	1,55	1,47	0,92	0,86
70	1,6	1,51	0,94	0,88
100	1,6	1,5	0,95	0,9
00	1,43	1,4	0,96	0,92
400	1,43	1,3	0,97	0,94

$$B_m = 1,47 \text{ Тл для } S_T = 40 \text{ ВА}.$$

В6.6.3.3. Вибираємо тип вентилів за табл. В6.3. При цьому необхідно забезпечити виконання умов:

$$1) \text{ перш за все } U_{зв\ max} > U_{вт}; \quad (B6.6)$$

$$2) \text{ далі } I_{a\ max} > I_a; \quad (B6.7)$$

$$3) \text{ і нарешті } I_{max} = \pi I_{amax} > I_{ам}. \quad (B6.8)$$

Таблиця В6.3 – Основні параметри деяких випрямних діодів

Тип діода	Граничні електричні параметри при температурі оточуючого середовища $25 \pm 5\text{ }^{\circ}\text{C}$		
	Допустима зворотна напруга $U_{зв\ max}$, В	Середнє значення випрямленого стру- му $I_{a\ max}$, А	Пряме падіння напруги U_{np} (при $I_{a\ max}$), В
КД105Б	400	0,3	1
КД105В	600		
КД105Г	800		
КД205А	500	0,5	
КД205Б	400		
КД205В	300		
КД205Г	200		
КД205Д	100	0,7	
КД205К	200		
КД205Л	200	1,0	
КД208	100		
КД209А	400	0,7	
КД209Б	600		
КД202А	50	3,5	
КД202Б		1,0	
КД202В	100	3,5	
КД202Г		1,0	
КД202Д		3,5	
КД202Е	200	1,0	

У якості вентилів вибираємо кремнієві діоди типу КД205Д, що мають такі параметри:

$$U_{зв\ max} = 100\text{ В} > 72\text{ В};$$

$$I_{a\ max} = 0,5\text{ А} > 0,15\text{ А};$$

$$I_{max} = \pi I_{amax} = \pi \cdot 0,5 = 1,57\text{ А} \geq 1,05\text{ А}; \quad U_{np} = 1\text{ В}.$$

В6.6.3.4. Знаходимо опір діода у провідному стані:

$$r_{np} = \frac{U_{np}}{I_{a \max}}; \quad (B6.9)$$

$$r_{np} = \frac{1}{0,5} = 2 \text{ Ом.}$$

В6.6.3.5. Знайдемо активний опір обмоток трансформатора:

$$r_T = \frac{k_r U_d}{I_d f_m B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_m B_m}{U_d I_d}}, \quad (B6.10)$$

де k_r – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямлення (для мостової схеми $k_r = 3,5$);

B_m – амплітуда магнітної індукції у магнітопроводі трансформатора, Тл;

S – число стрижнів трансформатора, на яких розміщено обмотки: для броньового трансформатора із Ш-подібними пластинами магнітопроводу $S = 1$.

$$r_T = \frac{3,5 \cdot 48}{0,3 \cdot 400 \cdot 1,47} \sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,47}{48 \cdot 0,3}} = 2,41 \text{ Ом.}$$

В6.6.3.6. Знаходимо індуктивність розсіювання обмоток трансформатора:

$$L_S = k_L S \frac{U_d}{I_d f_m B_m} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{S f_m B_m}{U_d I_d}}}, \quad (B6.11)$$

де k_L – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямлення (для мостової схеми $k_L = 5 \cdot 10^{-3}$).

$$L_S = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot \frac{48}{0,3 \cdot 400 \cdot 1,47} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{1 \cdot 400 \cdot 1,47}{48 \cdot 0,3}}} = 0,54 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

В6.6.3.7. Визначаємо кут φ , що характеризує співвідношення між індуктивним і активним опором випрямляча:

$$\varphi = \arctg \frac{2\pi f_m L_S}{r}, \quad (B6.12)$$

де r – активний опір випрямляча.

У загальному випадку

$$r = r_T + n_q r_{np}, \quad (B6.13)$$

де n_q – кількість послідовно увімкнених і одночасно працюючих вентилів (для мостової схеми $n_q = 2$).

$$r = 2,41 + 2 \cdot 2 = 6,61 \text{ Ом};$$

$$\varphi = \arctg \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 0,54 \cdot 10^{-3}}{6,41} = 12^\circ.$$

В6.6.3.8. Знаходимо значення основного розрахункового коефіцієнта:

$$A_0 = \frac{I_d r}{m U_d}, \quad (B6.14)$$

де m – число фаз випрямляча (для мостової схеми $m = 2$).

$$A_0 = \frac{0,3 \cdot 6,41}{2 \cdot 48} = 0,02.$$

В6.6.3.9. За знайденими значеннями A_0 і кута φ з графіків, наведених на рис. В6.2 – В6.5, знаходимо значення допоміжних коефіцієнтів:

$$B = 0,825; \quad D = 2,57; \quad F = 7,25; \quad H = 5,5 \cdot 10^3.$$

Знаючи значення коефіцієнтів B , D , F і H , можна знайти уточнені параметри трансформатора і вентиля, за якими перевіримо правильність їхнього вибору.

В6.6.3.10. Діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора становить:

$$U_2 = B U_d; \quad (B6.15)$$

$$U_2 = 0,825 \cdot 48 = 39,6 \text{ В.}$$

В6.6.3.11. Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = 0,707 D I_d; \quad (B6.16)$$

$$I_2 = 0,707 \cdot 2,57 \cdot 0,3 = 0,55 \text{ А.}$$

В6.6.3.12. Повна потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = 0,707 B D I_d U_d; \quad (B6.17)$$

$$S_2 = 0,707 \cdot 0,825 \cdot 2,57 \cdot 0,3 \cdot 48 = 21,6 \text{ В.}$$

В6.6.3.13. Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора:

$$I_1 = I_2 n, \quad (B6.18)$$

де $n = U_2 / U_1$ – коефіцієнт трансформації трансформатора ($U_1 = U_m$).

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{39,6}{127} = 0,31; \quad I_1 = 0,55 \cdot 0,31 = 0,17 \text{ А.}$$

В6.6.3.14. Повна потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = 0,707 B D I_d U_d = U_1 I_1; \quad (B6.19)$$

$$S_1 = 127 \cdot 0,17 = 21,6 \text{ ВА.}$$

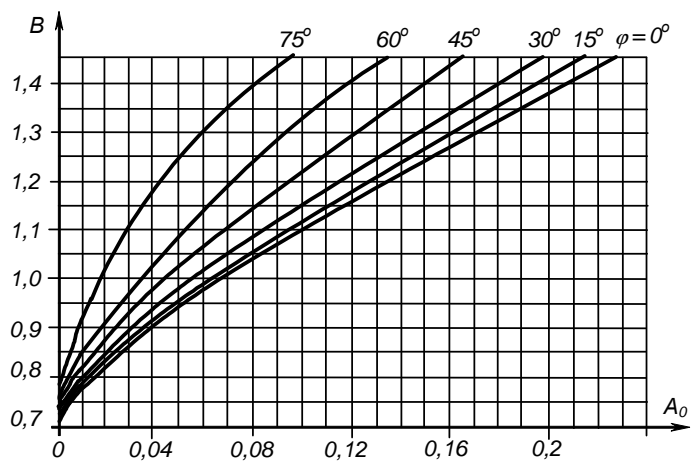


Рис. В6.2 – Залежності коефіцієнта B від основного розрахункового коефіцієнта A_0 для різних значень кута φ

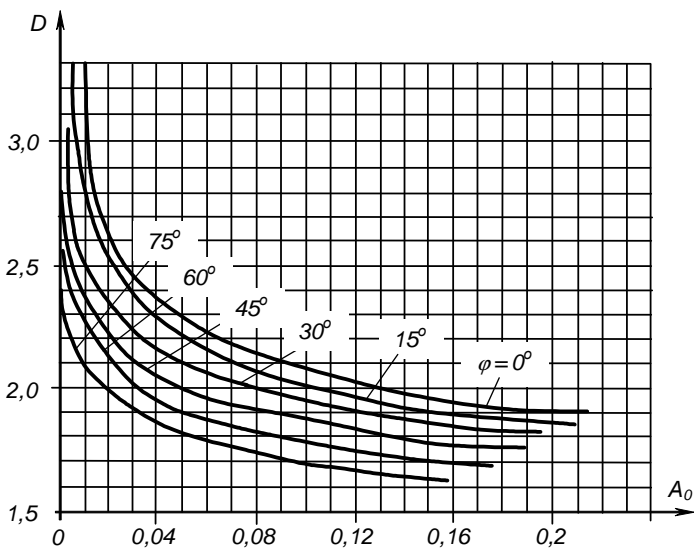


Рис. В6.3 – Залежності коефіцієнта D від основного розрахункового коефіцієнта A_0 для різних значень кута φ

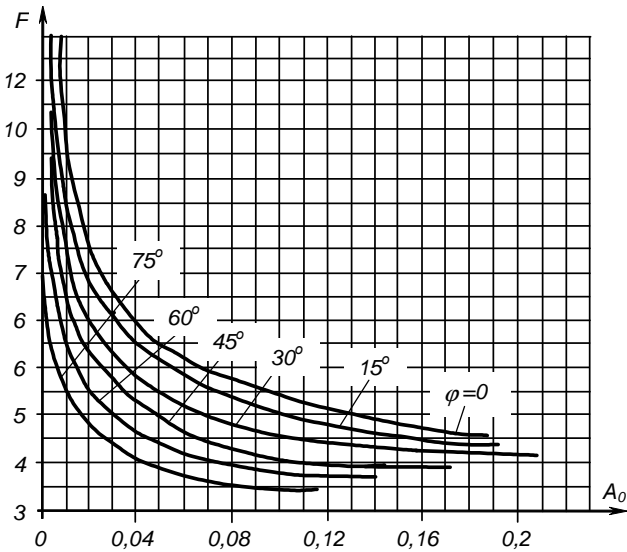


Рис. В6.4 – Залежності коефіцієнта F від основного розрахункового коефіцієнта A_0 для різних значень кута φ

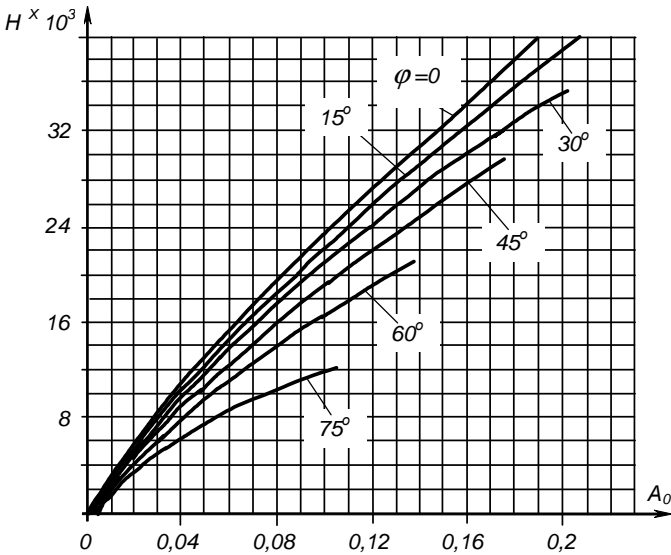


Рис. В6.5 – Залежності коефіцієнта H від основного розрахункового коефіцієнта A_0 для різних значень кута φ

В6.6.3.15. Уточнимо повну (габаритну) потужність трансформатора:

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}; \quad (B6.20)$$

$$S_T = \frac{21,6 + 21,6}{2} = 21,6 \text{ Вт} < 40 \text{ Вт (див. пп. В6.6.3.2)}.$$

В6.6.3.16. Уточнимо значення параметрів діода:

$$U_{om} = 1,41BU_d; \quad (B6.21)$$

$$U_{om} = 1,41 \cdot 0,825 \cdot 48 = 55,8 \text{ В} < 100 \text{ В};$$

$$I_a = I_d / 2; \quad (B6.22)$$

$$I_a = 0,3 / 2 = 0,15 \text{ А} < 0,5 \text{ А};$$

$$I_{am} = 0,5FI_d; \quad (B6.23)$$

$$I_{am} = 0,5 \cdot 7,25 \cdot 0,3 = 1,09 \text{ А} < 1,57 \text{ А}.$$

Отже, тип діода вибрано правильно.

В6.6.3.17. Знаходимо ємність конденсатора фільтра:

$$C > \frac{100H}{rK_n f_m}; \quad (B6.24)$$

$$C = \frac{100 \cdot 5,5 \cdot 10^3}{6,41 \cdot 2,5 \cdot 400} = 85,8 \text{ мкФ}.$$

Із табл. В2.5 вибираємо конденсатор типу К50-7 ємністю 100 мкФ на напругу $U = 160 \text{ В} > \sqrt{2}U_2 = 1,41 \cdot 39,6 = 55,8 \text{ В}$.

В6.6.3.18. Будуємо зовнішню (навантажувальну) характеристику випрямляча $U_d = f(I_d)$. За допомогою цієї характеристики можна визначити відхилення випрямленої напруги U_d від заданого значення за різних струмів навантаження I_d , у тому числі напругу холостого ходу $U_{d \text{ х.х.}}$, струм короткого замикання $I_{K.З.}$ та внутрішній опір випрямляча r_0 .

Для розрахунку зовнішньої характеристики будемо задавати значення I_d від 0 до номінального та знаходити відповідні їм значення допоміжного коефіцієнта

$$\gamma_o = \frac{I_d r}{mU_2}; \quad (B6.25)$$

$$\gamma_o = I_d \cdot \frac{6,41}{2 \cdot 39,6} = 0,08 I_d.$$

За графіком рис. В6.6 знаходимо відповідні значення $\sqrt{2} \cos \theta$ (4-5 значень) у залежності від γ_o та ϕ , де θ – кут відсічки.

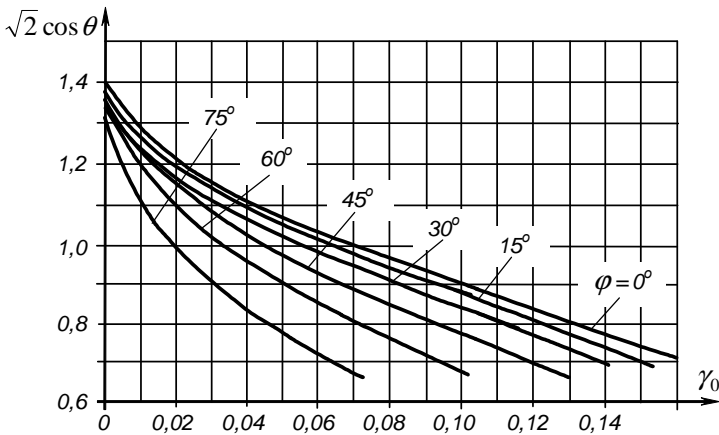


Рис. В6.6 – Залежність величини $\sqrt{2} \cos \theta$ від коефіцієнта γ_0 для різних значень кута φ

Тоді відповідні їм значення вихідної напруги випрямляча можна розрахувати за формулою:

$$U_d = U_2 \sqrt{2} \cos \theta ; \quad (B6.26)$$

$$U_d = 39,6 \cdot \sqrt{2} \cos \theta.$$

Результати розрахунку зведені у табл. В6.4 та відображені у вигляді графіка на рис. В6.7.

Таблиця В6.4 – **Результати розрахунку навантажувальної характеристики випрямляча за $U_d = 48 \text{ В}$ та $I_d = 0,3 \text{ А}$**

$I_d, \text{ А}$	γ_0 для $\varphi = 12^\circ$	$\sqrt{2} \cos \theta$	$U_d, \text{ В}$
0	0	1,41	55,8
0,1	0,008	1,3	51,5
0,2	0,016	1,22	48,3
0,3	0,024	1,18	46,7

Із них можна зробити висновок: параметри розрахованого випрямляча відповідають завданню, бо за $I_d = 0,3 \text{ А}$ маємо $U_d = 46,75 \text{ В}$, що відрізняється від заданого значення $U_d = 48 \text{ В}$ на 2,7 %. Це відповідає допустимій точності інженерних розрахунків (5 %).

В6.6.3.19. Знаходимо значення напруги холостого ходу випрямляча:

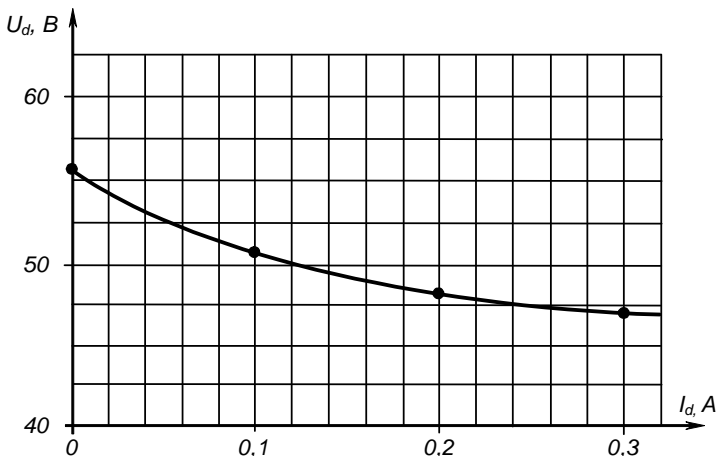


Рис. В6.7 – Навантажувальна характеристика випрямляча за $U_d=48$ В та $I_d=0,3$ А

$$U_{d \text{ X.X.}} = U_{2m} = U_2 \sqrt{2}; \quad (\text{B6.27})$$

$$U_{d \text{ X.X.}} = 1,41 \cdot 39,6 = 55,8 \text{ В.}$$

В6.6.3.20. Струм короткого замикання становить:

$$I_{d \text{ К.З.}} = \frac{\sqrt{2}U_2}{r}; \quad (\text{B6.28})$$

$$I_{d \text{ К.З.}} = \frac{1,41 \cdot 39,9}{6,41} = 8,7 \text{ А.}$$

В6.6.3.21. Внутрішній опір випрямляча складає:

$$r_0 = \frac{U_{d \text{ X.X.}} - U_d}{I_d}; \quad (\text{B6.29})$$

$$r_0 = \frac{55,8 - 48}{0,3} = 26 \text{ Ом.}$$

В6.6.3.22. Знайдемо к.к.д. випрямляча:

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + P_T + P_B}, \quad (\text{B6.30})$$

де P_T – втрати потужності у трансформаторі з к.к.д. $\eta_T = 0,86$;

P_B – втрати потужності у одночасно працюючих діодах: $n_q = 2$ – див. формулу (В6.13).

Втрати потужності у трансформаторі:

$$P_T = S_T(1 - \eta_T); \quad (B6.31)$$

$$P_T = 21,6(1 - 0,86) = 3,02 \text{ ВА.}$$

Втрати потужності у діодах:

$$P_B = I_a U_{np} n_q; \quad (B6.32)$$

$$P_B = 0,15 \cdot 1 \cdot 2 = 0,3 \text{ ВА.}$$

Тоді

$$\eta = \frac{48 \cdot 0,3}{48 \cdot 0,3 + 3,02 + 0,3} = 0,81.$$

В6.6.3.23. Електричну принципову схему розрахованого випрямляча наведено на рис В6.8.

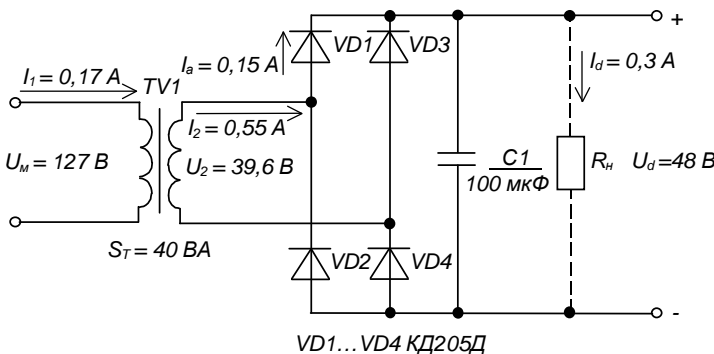


Рис. В6.8 – Однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром.
Схема електрична принципова

? Контрольні запитання

1. Поясніть переваги мостового випрямляча з ємнісним фільтром порівняно з іншими однофазними випрямлячами при живленні навантажень малої потужності.
2. Вкажіть, які параметри випрямляча є вихідними, а які одержують у результаті розрахунку?
3. Чому, на Вашу думку, при інженерному розрахунку випрямляча використовують графічні представлення допоміжних коефіцієнтів?

В7. ЗАСТОСУВАННЯ ІНТЕГРАЛЬНИХ СТАБІЛІЗАТОРІВ НАПРУГИ

В7.1. Мета роботи

Метою даної роботи є набуття навиків вибору і застосування інтегральних стабілізаторів напруги для живлення електронних пристроїв.

В7.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання роботи

Для виконання роботи необхідно знати принципи побудови і дії компенсаційних стабілізаторів напруги (див. пп. 9.8.2) та їхнього використання у випрямлячах (див. пп. 9.1).

В7.3. Вихідні дані

Вихідними даними для вибору інтегрального стабілізатора є:

1) $U_{вих}$, В – напруга на виході стабілізатора (напруга живлення електронного або іншого пристрою для якого будується стабілізатор);

2) $U_{ex\ min}$, В – мінімальна вхідна напруга стабілізатора (надходить із фільтра випрямляча);

3) $U_{ex\ max}$, В – максимальна вхідна напруга стабілізатора ;

4) P_n , Вт – потужність навантаження;

5) тип ІМС стабілізаторів напруги – пропонуються ІМС серії 142, параметри яких наведено у табл. В7.1, а типові схеми вмикання – на рис. В7.1.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. В7.2.

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 для стабілізатора з фіксованою напругою маємо –

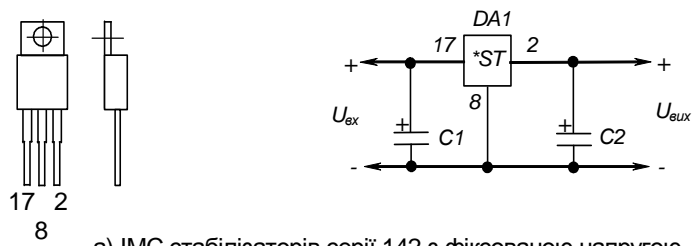
$U_{вих} = 12$ В, $U_{ex\ min} = 17$ В, $U_{ex\ max} = 24$ В, $P_n = 1,8$ Вт;

з колонки 2 для універсального регульованого стабілізатора –

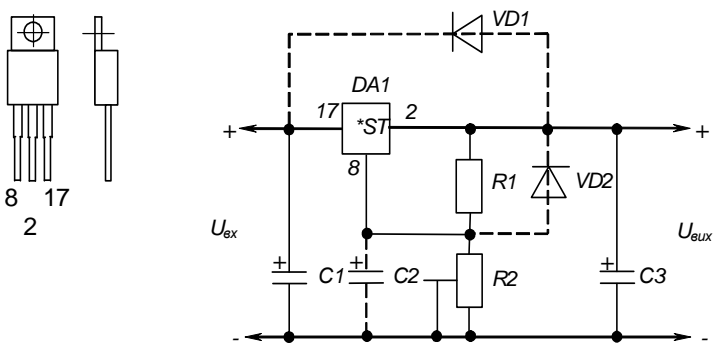
$U_{вих} = 4,5$ В, $U_{ex\ min} = 9$ В, $U_{ex\ max} = 12$ В, $P_n = 0,9$ Вт.

Таблиця В7.1 – Параметри деяких ІМС стабілізаторів напруги серії 142

[illegible]



а) ІМС стабілізаторів серії 142 з фіксованою напругою



б) ІМС універсального стабілізатора напруги КР142ЕН12А

Рис. В7.1 – ІМС серії 142 у пластмасовому корпусі та типові схеми їх вмикання

Таблиця В7.2 – Вихідні дані для вибору інтегрального стабілізатора напруги

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
$U_{вих}, В$		5	6,3	9	12	15	20	24	27	12	15
$U_{ex min}, В$		9	10	14	17	20	24	28	34	16	19
$U_{ex max}, В$		14	15	20	24	28	34	40	44	22	27
$P_u, Вт$		1	0,9	1,8	1,8	3	3	3,6	5,4	2,4	1,5
	$U_{вих}, В$	1,5	3	4,5	7	10	14	16	17	18	25
	$U_{ex min}, В$	6	7	9	12	14	19	20	22	24	30
	$U_{ex max}, В$	9	10	12	15	20	27	28	32	35	42
	$P_u, Вт$	0,3	0,6	0,9	0,63	5	2,8	2,4	3,4	2,7	5

У якості ІМС стабілізаторів використовувати:

- 1) для варіантів завдань, що відповідають десяткам номера залікової книжки, – стабілізатори з фіксованою напругою стабілізації;
- 2) для варіантів завдань, що відповідають одиницям номера залікової книжки, – універсальний регульований стабілізатор КР142ЕН12А.

В7.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

В7.5. Теоретичні пояснення

Сучасні електронні пристрої для забезпечення високої точності своєї роботи висувають високі вимоги до стабільності напруги живлення. Задовольнити їх при високих інших показниках (габарити, маса, вартість та ін.) дозволяє широке застосування стабілізаторів у інтегральному виконанні, як з фіксованою вихідною напругою, так і універсальних (з регульованою вихідною напругою).

Стабілізатори з фіксованою вихідною напругою мають внутрішній дільник, що забезпечує задання необхідного значення вихідної напруги. Налагоджуються вони на значення стандартного ряду напруг живлення у процесі виробництва.

Задання необхідного значення вихідної напруги у універсальних стабілізаторів забезпечується зовнішнім резисторним дільником.

Такі стабілізатори часто називають трививідними, бо монтуються у стандартному корпусі потужних транзисторів (див. рис. В7.1).

Окрім якісного виконання основної функції – стабілізації вихідної напруги, вони за рахунок додатково введених внутрішніх вузлів (ІМС КР142ЕН12А побудована на 26 транзисторах) забезпечують також захист від перевищення допустимого значення вихідного струму і розсіюваної корпусом ІМС потужності. При короткому замиканні у навантаженні вихідний струм обмежується на рівні, приблизно удвічі більшому за номінальне значення для критичного режиму, а при досягненні температурою корпусу допустимого значення, вихідний струм обмежується до такого значення, за якого температура більше не підвищується. Оскільки у зазначених випадках стабілізатор працює у режимі обмеження (стабілізації) струму (див. пп. 9.9), або обмеження потужності, напруга на його виході при цьому відповідно зменшується.

ІМС розраховані на роботу з тепловідводом, до якого вони кріпляться за фланець гвинтом із гайкою (при конструюванні пристроїв

слід мати на увазі, що у таких ІМС фланець має електричний зв'язок з середнім виводом).

Ємності електролітичних конденсаторів у схемах вмикання ІМС стабілізаторів повинні бути не меншими за 10 мкФ.

Універсальний трививідний стабілізатор КР142ЕН12А, хоча й вимагає застосування зовнішнього подільника із двох резисторів, має кращі параметри вихідної напруги.

Крім того, при його застосуванні отримуємо додаткові можливості.

Зрозуміло, якщо у якості резистора R_2 застосувати резистор змінного опору, отримаємо стабілізатор із регульованою вихідною напругою.

Забезпечивши за допомогою транзисторних ключів підмикання резисторів R_2 різного опору, отримаємо стабілізатор із програмованим зовнішнім пристроєм керування значенням вихідної напруги.

За великих значень вихідної напруги цей стабілізатор можна виконати з електронним вимиканням, якщо паралельно до резистора R_2 підімкнути транзисторний ключ. Коли ключ знаходиться у розімкненому стані (транзистор, підімкнений паралельно до резистора – у режимі відсічки), на виході стабілізатора буде напруга, задана дільником. Якщо перевести ключ у замкнений стан (перевести транзистор сигналом від зовнішнього пристрою в режим насичення), на виході буде мінімальне значення напруги (див. табл. В7.1):

$$U_{\text{вих min}} = 1,3 \text{ В.} \quad (\text{В7.1})$$

При вмиканні навантаження між виводом керування ІМС (8) і негативним полюсом джерела $U_{\text{ах}}$ (на місце R_2), отримаємо стабілізатор струму (порівняйте з рис. 9.33). Струм навантаження буде визначатися опором резистора R_1 :

$$I_n = U_{\text{вих min}} / R_1. \quad (\text{В7.2})$$

Опори резисторів подільника R_1, R_2 зв'язані формулою:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих min}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 I_p, \quad (\text{В7.3})$$

де I_p – струм виводу регулювання ІМС, який необхідно задавати не меншим за 55 мкА.

Конденсатор C_2 встановлюється за вихідних напруг, близьких до мінімальної.

За вихідної напруги, що перевищує 25 В, необхідно встановлювати захисні діоди $VD1$ і $VD2$ (рекомендується тип КД521А). Вони забезпечують розряд конденсаторів C_2 ($VD1, VD2$) та C_3 ($VD1$) при замиканні у

вхідному колі випрямляча (до стабілізатора), а також конденсатора C_2 ($VD2$) при замиканні у вихідному колі (у навантаженні).

Якщо довжина провідників, що з'єднують ІМС із фільтром випрямляча не перевищує 70 мм, конденсатор C_1 можна не встановлювати.

Для забезпечення максимальної якості роботи стабілізатора елементи C_3 , R_1 , R_2 та навантаження слід підмикати якомога ближче до виводів ІМС.

Необхідно також у процесі роботи забезпечувати неперевищення допустимої розсіюваної потужності ІМС.

Щоб за наших вихідних даних отримати значення розсіюваної потужності, необхідно визначити струм навантаження:

$$I_n = P_n / U_{вих}. \quad (B7.4)$$

Тоді, знаючи максимальне падіння напруги на ІМС:

$$\Delta U = U_{ex\ max} - U_{вих}, \quad (B7.5)$$

можна знайти розсіювану ІМС потужність:

$$P_{IMC} = \Delta U I_n < P_{IMC\ доп}, \quad (B7.6)$$

де $P_{IMC\ доп}$ – допустима потужність, розсіювана ІМС (без тепловідводу або з ним).

Зазначимо, що значення $U_{ex\ max}$ та $U_{ex\ min}$ зумовлюються, з одного боку зниженням напруги на виході випрямляча під навантаженням (див. пп. 9.7 та В6), а з іншого – допустимими значеннями відхилення напруги мережі від номінального. При цьому напруга $U_{ex\ min}$ повинна гарантовано перевищувати значення:

$$U_{ex\ min} = U_{вих} + U_{IMC\ min}, \quad (B7.7)$$

де $U_{IMC\ min}$ – мінімально допустиме падіння напруги на ІМС (див. табл. В7.1).

В7.6. Приклад розрахунку застосування інтегральних стабілізаторів напруги

В7.6.1. Вихідні дані для застосування стабілізатора з фіксованою напругою стабілізації:

- 1) напруга на виході $U_{вих} = 9$ В;
- 2) мінімальна вхідна напруга $U_{ex\ min} = 14$ В;
- 3) максимальна вхідна напруга $U_{ex\ max} = 20$ В;
- 4) потужність навантаження $P_n = 0,5$ Вт.

В7.6.2. Вихідні дані для застосування універсального стабілізатора КР142ЕН12А:

- 1) напруга на виході $U_{вих} = 8$ В;

- 2) мінімальна вхідна напруга $U_{ex\ min} = 13\text{ В}$;
- 3) максимальна вхідна напруга $U_{ex\ max} = 19\text{ В}$;
- 4) потужність навантаження $P_n = 2\text{ Вт}$.

В7.6.3. Порядок розрахунку

В7.6.3.1. При побудові стабілізатора напруги на основі ІМС стабілізатора з фіксованим значенням вихідної напруги, необхідно вибрати відповідну ІМС (для даного варіанту завдання – за табл. В7.1 це КР142ЕН8А з $U_{вих} = 9\text{ В}$) і перевірити її на можливість застосування за напругою та на неперевищення допустимого значення розсіюваної потужності у заданих умовах.

За напругою необхідно забезпечувати виконання умов:

$$U_{ex\ max} < U_{ex\ max\ доп}, \quad (B7.8)$$

де $U_{ex\ max\ доп}$ – максимально допустима вхідна напруга ІМС;

$$U_{ex\ min} - U_{вих} > U_{ІМС\ min}. \quad (B7.9)$$

Оскільки:

$$U_{ex\ max} = 20\text{ В} < 35\text{ В} = U_{ex\ max\ доп}, \quad (B7.10)$$

$$14 - 8 = 6\text{ В} > 2,5\text{ В} = U_{ІМС\ min}, \quad (B7.11)$$

то за напругою дана ІМС відповідає умовам завдання.

Перевіримо можливість застосування ІМС КР142ЕН8А за потужністю, якщо її струм навантаження за (В7.4) становить

$$I_n = 0,5 / 9 = 0,056\text{ А}, \quad (B7.12)$$

а максимальне падіння напруги на ній за (11.8.5) дорівнює

$$\Delta U = 20 - 9 = 11\text{ В}. \quad (B7.13)$$

$$\text{Тоді} \quad P_{ІМС} = 11 \cdot 0,056 = 0,616\text{ Вт}. \quad (B7.14)$$

$$\text{Оскільки} \quad P_{ІМС} = 0,616\text{ Вт} < 1\text{ Вт}, \quad (B7.15)$$

то ІМС у даному разі можна використовувати без тепловідводу.

В7.6.3.2. Електричну принципову схему отриманого стабілізатора, з фіксованою вихідною напругою наведено на рис. В7.2.

В7.6.3.3. Перевіримо можливість застосування ІМС КР142ЕН12А за напругою та потужністю (за методикою п. В7.6.3.1).

Оскільки

$$U_{ex\ max} = 19\text{ В} < 45\text{ В} = U_{ex\ max\ доп}, \quad (B7.16)$$

$$13 - 8 = 5\text{ В} > 3,5\text{ В} = U_{ІМС\ min}, \quad (B7.17)$$

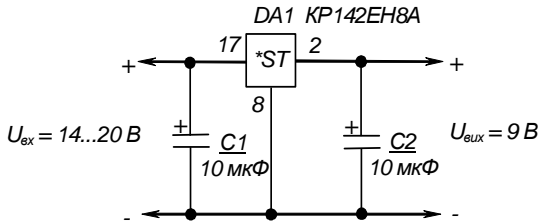


Рис. В7.2 – Стабілізатор напруги на ІМС КР142ЕН8А.

Схема електрична принципова

то за напругою дана ІМС відповідає умовам завдання.

$$I_n = 2 / 8 = 0,25 \text{ A}, \quad (B7.18)$$

$$\Delta U = 19 - 8 = 11 \text{ В}. \quad (B7.19)$$

$$P_{IMC} = 11 \cdot 0,25 = 2,75 \text{ Вт}. \quad (B7.20)$$

$$\text{Через те, що } 1 \text{ Вт} < P_{IMC} = 2,75 \text{ Вт} < 10 \text{ Вт}, \quad (B7.21)$$

то за потужністю ІМС також відповідає умовам завдання. Використовувати її при цьому необхідно з тепловідводом.

В7.6.3.4. Визначимо опори резисторів подільника R_1 , R_2 , що ним задається значення вихідної напруги стабілізатора.

Задамо значення струму виводу регулювання ІМС

$$I_p = 0,1 \text{ мА}. \quad (B7.22)$$

При роботі ІМС КР142ЕН12А у режимі стабілізатора напруги зазвичай задають

$$R_1 = 240 \text{ Ом}. \quad (B7.23)$$

Із (В7.3) знаходимо

$$R_2 = \frac{(U_{вих} - U_{вих \min}) R_1}{U_{вих \min} + I_p R_1}, \quad (B7.24)$$

$$R_2 = \frac{(8 - 1,3) \cdot 240}{1,3 + 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 240} = 1215 \text{ Ом}. \quad (B7.25)$$

За табл. В2.2 – В2.4. вибираємо резистори С2-33 з опором 240 Ом та 1,2 кОм відповідно та потужністю 0,125 Вт.

В7.6.3.5. Оскільки вихідна напруга стабілізатора значно перевищує мінімальне значення напруги стабілізації, а $U_{ex\ max} < 25\text{ В}$, то ІМС можна використовувати без елементів C_2 , $VD1$ та $VD2$.

За табл. В2.5 обираємо тип конденсаторів К50-35 на напругу 25 В (C_1) і 10 В (C_3).

В7.6.3.6. Електричну принципову схему отриманого стабілізатора наведено на рис. В7.3.

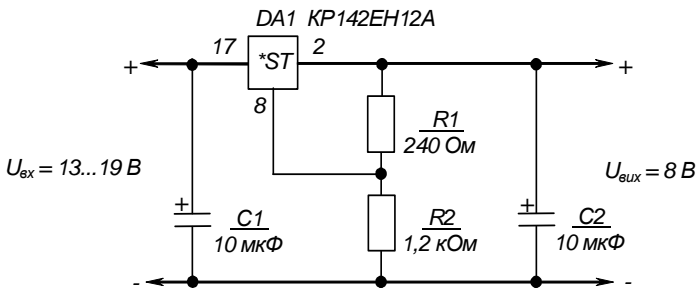


Рис. В7.3 – Стабілізатор напруги на ІМС КР142ЕН12А.
Схема електрична принципова



Контрольні запитання

1. Зробіть висновок відносно складності розрахунків при побудові стабілізаторів напруги на ІМС.
2. Поясніть, які додаткові можливості надає використання ІМС універсального стабілізатора КР142ЕН12А?
3. Поясніть, для чого у типову схему вмикання ІМС КР142ЕН12А введено діоди?
4. Поясніть, чим визначається діапазон напруг на вході стабілізатора?

В8. РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО РЕГУЛЯТОРА ЗМІННОЇ НАПРУГИ

В8.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку тиристорних регуляторів змінної напруги.

В8.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати принцип дії та основні параметри тиристорів, а також принцип дії та методику розрахунку регуляторів напруги змінного струму на тиристорах (див. пп. 2.6 та розділ 10).

В8.3. Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

- 1) U_m , В – діюче значення напруги мережі живлення;
- 2) f_m , Гц – частота мережі живлення;
- 3) R_n , Ом – опір навантаження;
- 4) α , в градусах електричних – кут керування тиристорів;
- 5) $U_{жс}$, В – напруга джерела живлення системи керування тиристорами.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. В8.1.

Таблиця В8.1 – Вихідні дані для розрахунку регулятора

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
	U_m , В	127	220	380	660	127	220	380	660	220	380
	f_m , Гц	50									
	R_n , Ом	6,3	10	18	30	3,1	5,1	9,1	15	4,7	8,2
	α , ел. град	10	20	35	40	50	65	70	80	95	100
	$U_{жс}$, В	9	12	15	17	9	10	12	17	9	12

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо – $f_m = 50$ Гц, $\alpha = 40$ ел. град., $U_{жс} = 17$ В;

з колонки 2 – $U_m = 380$ В, $R_n = 18$ Ом.

В8.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)**В8.5. Теоретичні пояснення** (наведено у пп. 10.2)**В8.6. Приклад розрахунку однофазного регулятора напруги****В8.6.1. Вихідні дані**

Виконаємо розрахунок регулятора, схему якого наведено на рис. 2.38,а (розрахунок системи керування СК у завдання даної роботи не входить).

Вихідними даними є:

- 1) діюче значення напруги мережі живлення $U_M = 380$ В;
- 2) опір навантаження $R_n = 7,5$ Ом;
- 3) фіксоване значення кута керування тиристора $\alpha = 45^\circ$;
- 4) частота мережі живлення $f_M = 50$ Гц;
- 5) напруга живлення системи керування тиристора $U_{жс} = 12$ В;
- 6) охолодження тиристорів повітряне природне;
- 7) температура оточуючого середовища 25°C ;
- 8) рекомендується застосувати тиристори типу Т10.

В8.6.2. Необхідно визначити:

- 1) параметри тиристора;
- 2) режими роботи силової схеми регулятора (струми, напруги, коефіцієнт форми струму навантаження);
- 3) залежності діючої напруги на навантаженні, середнього струму тиристора та коефіцієнта форми струму тиристора від кута керування (представити у вигляді графіків);
- 4) втрати потужності в тиристорах та ступінь їхнього перегріву.

В8.6.3. Порядок розрахунку

В8.6.3.1 Знайдемо необхідні значення параметрів тиристорів.

Амплітуда зворотної напруги на тиристорі

$$U_{am} = \sqrt{2} U_M K_z = \sqrt{2} \cdot 380 \cdot 1,25 = 669,75 \text{ В}, \quad (B8.1)$$

де K_z – коефіцієнт запасу, що враховує можливі перенапруги (зазвичай приймають $K_z = 1,25$).

Знайдемо значення середнього та амплітудного струмів, що протікають через тиристор.

Для будь-якого значення кута керування середній струм можна знайти за формулою (10.1). При цьому максимальне значення струму,

на яке повинен бути розрахований тиристор $I_{Tам}$, відповідає $\alpha = 0$.

Тоді

$$I_{Taa} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{м}}}{R_n \pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{7,5\pi} = 22,75 \text{ А.} \quad (B8.2)$$

Амплітудне значення

$$I_{Tm} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{м}}}{R_n} = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{7,5} = 71,44 \text{ А.} \quad (B8.3)$$

В8.6.3.2. Вибираємо тиристор, що відповідає вимогам:

$$U_n > U_{\text{ам}}; \quad (B8.4)$$

$$I_{\text{с0}} > I_{\text{Там}}, \quad (B8.5)$$

де U_n – допустима напруга на тиристорі, що повторюється (амплітудне значення);

$I_{\text{с0}}$ – середнє значення допустимого граничного струму тиристора з тепловим охолоджувачем в умовах природного повітряного охолодження.

Із табл. В8.2, у якій наведено параметри тиристорів типу Т10, вибираємо тиристор Т10-80, що має наступні параметри:

- $U_n = 700 \text{ В} > 669,75 \text{ В}$;
- $I_{\text{с0}} = 25 \text{ А} > 22,75 \text{ А}$;
- вмикаючий струм керування $I_k = 0,15 \text{ А}$;
- вмикаюча напруга керування $U_k = 4 \text{ В}$;
- порогова напруга $U_o = 1,02 \text{ В}$;
- динамічний опір у відкритому стані $R_o = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$;
- встановлений тепловий опір $R_T = 3,4 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$.

В8.6.3.3. Знаходимо середнє значення струму через тиристор при заданому значенні кута керування з формули (10.1):

$$I_{Ta} = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{2\pi 7,5} (1 + \cos 45^\circ) = 19,42 \text{ А.}$$

Користуючись формулою (10.1), можна побудувати залежність середнього струму тиристора від кута керування. Результати розрахунків подано у табл. В8.3, а графік залежності – на рис. В8.1.

В8.6.3.4. Знайдемо значення діючого струму тиристора для $\alpha = 45^\circ$ за формулою (10.2):

$$I_T = \frac{380}{7,5} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{0,785}{\pi} + \frac{\sin 1,57}{2\pi} \right)} = 34,15 \text{ А.}$$

Таблиця В8.2 – Основні параметри тиристорів типу T10

Параметр	Позначення	Тиристор						Умови режиму
		T10-10	T10-16	T10-25	T10-40	T10-63	T10-80	
Повторювана напруга, В (для всіх тиристорів)	U_n	50; 100; 200; 300; 400; 500; 600; 700; 800; 900; 1000; 1100; 1200						
Граничний струм (середнє значення), А	I_z	10	16	25	40	63	80	Штучне охолодження; температура корпусу 85°C
Граничний струм з типовим охолоджувачем (середнє значення), А	I_{z0}	8	10	12	14	20	25	Охолодження природне повітряне; температура оточуючого середовища 25°C
Ударний струм, А	I_{yo}	240	240	600	960	1300	1500	Тривалість імпульсу струму 10мс
Порогова напруга, В	U_0	1,64	1,44	1,26	1,16	1,094	1,02	
Динамічний опір у відкритому стані, МОм	R_o	10	7	6,4	4,4	1,8	1,7	
Вмикаючий струм керування, не більше, А	I_k	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	При прямій напрузі на тиристорі
Вмикаюча напруга керування, не більше, В	U_k	3	3	3	4	4	4	
Загальний встановлений тепловий опір, °C/Вт	R_T	5,9	5,3	4,9	3,69	3,5	3,4	З типовим охолоджувачем при природному повітряному охолодженні

Примітка. Оскільки формули наведено для кута α , поданого у радіанах, то при використанні для розрахунків калькулятора, не забудьте перевести значення кута у радіани і встановити режим обчислень калькулятора у радіанах.

Таблиця В8.3 – Середній струм тиристора для різних значень кута керування

Кут керування, ел. градусів	α	0	30	60	90	120	150	180
Середній струм тиристора, А	I_a	22,75	21,22	17,06	11,38	5,69	1,54	0
Відносне значення струму тиристора	I_a/I_{a0}							

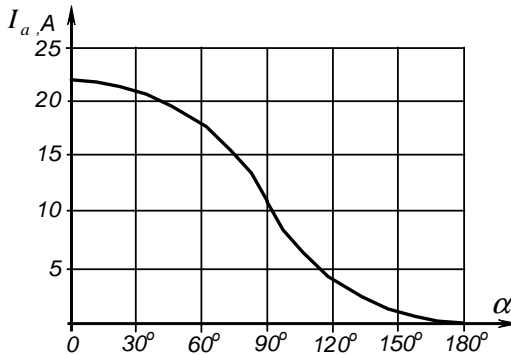


Рис. В8.1 – Залежність середнього струму тиристора від кута керування

В8.6.3.5. Використовуючи формули (10.1) та (10.2), знаходимо вираз для коефіцієнта форми струму тиристора:

$$F_i(\alpha) = \frac{I_T}{I_a} = \frac{\pi \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}}{1 + \cos \alpha}. \quad (B8.6)$$

Звідси для $\alpha = 45^\circ$ маємо

$$F_i(\alpha) = \frac{\pi \sqrt{1 - \frac{0,785}{\pi} + \frac{\sin 1,57}{2\pi}}}{1 + \cos 0,785} = 1,76.$$

Знайдемо залежність коефіцієнта форми струму тиристора від кута керування, для чого треба заповнити табл. В8.4 та за її значеннями побудувати графік – рис. В8.2.

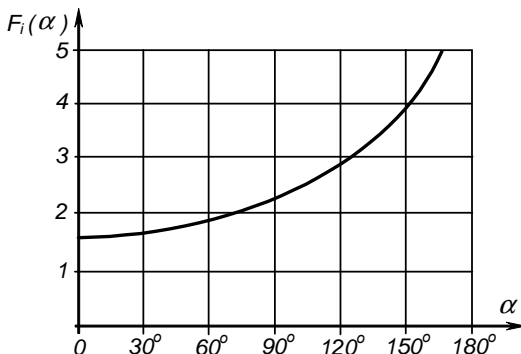


Рис. В8.2 – Залежність коефіцієнта форми струму тиристора від кута керування

Таблиця В8.4 – Коефіцієнт форми струму тиристора для різних значень кута керування

Кут керування, електричних граду- сів	α	0	30	60	90	120	150	180
Коефіцієнт форми	$F_i(\alpha)$							

В8.6.3.6. Знаходимо діюче значення струму навантаження для кута керування $\alpha = 45^\circ$, використовуючи результат розрахунку за пп. В8.6.3.4:

$$I_n = \sqrt{2} \cdot 34,15 = 48,15 \text{ А.}$$

В8.6.3.7. Знайдемо вираз для розрахунку значень діючої напруги на навантаженні у залежності від кута керування. Використовуючи формулу (10.2), маємо:

$$U_n(\alpha) = I_n R_n = U_m \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}. \quad (B8.7)$$

Для $\alpha = 45^\circ$, з урахуванням результату за пп. 8.6.3.6:

$$U_n = 48,15 \cdot 7,5 = 361,13 \text{ В.}$$

За формулою (В8.7) знайдемо залежність діючої напруги на навантаженні регулятора від кута керування, для чого треба заповнити табл. В8.5 та побудувати графік, наведений на рис. В8.3.

Таблиця В8.5 – Діючі значення напруги на навантаженні при різних кутах керування

Кут керування, електричних градус	α	0	30	60	90	120	150	180
Діюче значення напруги на навантаженні, В	$U_n(\alpha)$							
Відносне значення	$U_n/U_n(\alpha)$							

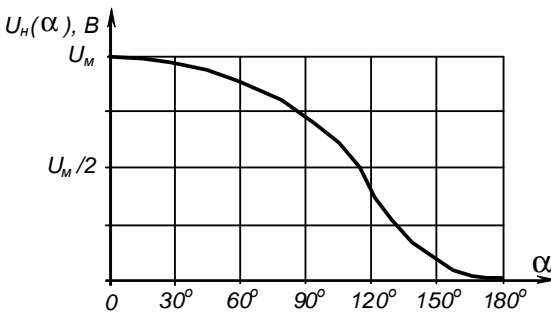


Рис. В8.3 – Залежність діючої напруги на навантаженні від кута керування

Аналізуючи графік на рис. В8.3, можна зробити висновок, що найбільш ефективне регулювання напруги на навантаженні тиристорного регулятора має місце при значеннях кута керування від 30° до 150° .

В8.6.3.8. Знайдемо потужність, що віддається у навантаження при заданому значенні кута $\alpha = 45^\circ$:

$$P_n = I_n U_n = 48,15 \cdot 361,13 = 17388 \text{ Вт} \approx 17,4 \text{ кВт.} \quad (\text{В8.8})$$

В8.6.3.9. Знаходимо втрати потужності в тиристорі при заданому куті керування (45°).

Математичний вираз для лінійної апроксимації робочої ділянки ВАХ тиристора має вигляд

$$u_T = U_0 + i_T R_\partial, \quad (B8.9)$$

де u_T – миттєві значення напруги на тиристорі,

$$i_T = \frac{\sqrt{2}U_m}{R_n} (\sin \alpha + \vartheta) \quad \text{для} \quad 0 < \vartheta < \pi; \quad (B8.10)$$

$$i_T = 0 \quad \text{для} \quad \pi < \vartheta < 2\pi. \quad (B8.11)$$

Тоді втрати потужності в одному тиристорі складуть:

$$\Delta P = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_T i_T d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_0 i_T d\vartheta + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} R i_T^2 d\vartheta. \quad (B8.12)$$

$$\text{Звідки} \quad \Delta P = U_0 I_a + R_\partial. \quad (B8.13)$$

Отже для $\alpha = 45^\circ$

$$\Delta P = 1,02 \cdot 19,42 + 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 34,12^2 = 21,78 \text{ Вт.}$$

При цьому втратами потужності в ланцюгах керування нехтуємо.

B8.6.3.10. Знаходимо перегрів тиристора при заданому $\alpha = 45^\circ$:

$$\Delta T = R_T \Delta P = 3,4 \cdot 21,78 = 74,05 \text{ }^\circ\text{C}. \quad (B8.14)$$

Тоді найбільша температура напівпровідникової структури тиристора складе:

$$T_{\max} = T_c + \Delta T = 25 + 74,05 = 99,05 \text{ }^\circ\text{C} < T_{\max \text{ доп}} = 140^\circ\text{C}, \quad (B8.15)$$

де T_c – температура оточуючого середовища;

$T_{\max \text{ доп}}$ – максимально допустима температура нагріву кремнієвої напівпровідникової структури.

B8.6.3.11. Знаходимо опір додаткового резистора у ланцюгу керування тиристора:

$$R_{\partial\partial\partial} = \frac{U_{\text{жс}} - U_{\kappa}}{I_{\kappa}} = \frac{12 - 4}{0,15} = 53,33 \text{ Ом}. \quad (B8.16)$$

За табл. B2.2 вибираємо найближче стандартне значення 51 Ом.

Потужність, що розсіюється у цьому резисторі

$$P_{\partial\partial\partial} = R_{\partial\partial\partial} I_{\kappa}^2 = 51 \cdot 0,15^2 = 1,15 \text{ Вт.}$$

Із табл. B2.4 вибираємо резистор типу С2-33 потужністю 2 Вт.

B8.6.3.12. Електричну принципову схему розрахованого регулятора наведено на рис. B8.4. Елементи, позначені курсивом, забезпечують завадостійкість кіл керування тиристорів (R' , C') та знижують швидкість зростання напруги на них та струму до безпечних значень (снабер R'' , C'' та дросель L), наприклад, при підмиканні пристрою до мережі.

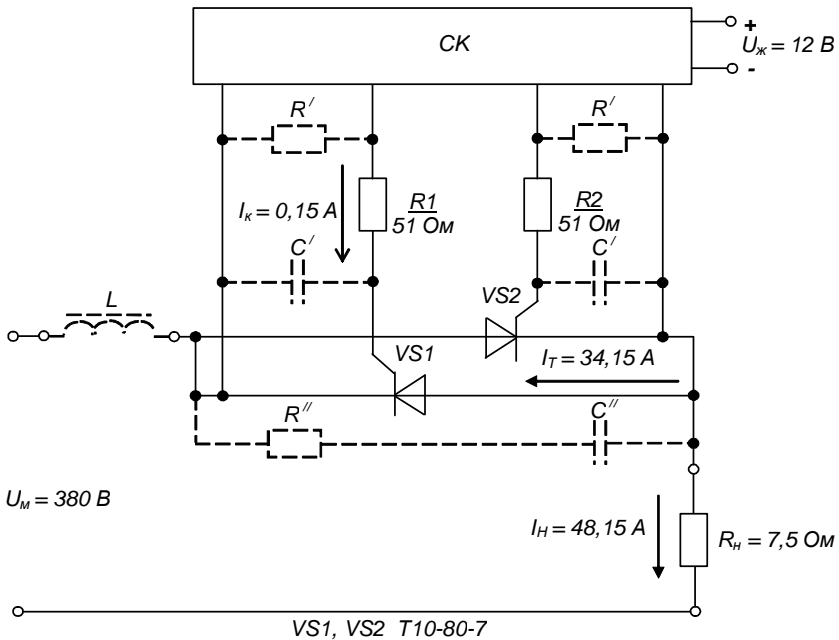


Рис. В8.4 – Однофазний регулятор змінної напруги.
Схема електрична принципова



Контрольні запитання

1. Поясніть, для чого призначені тиристорні регулятори напруги змінного струму та як їх класифікують?
2. Поясніть, за якими параметрами вибирають тиристори для регуляторів змінної напруги?
3. Поясніть подібність форми кривих графіків залежностей струму тиристора та напруги на навантаженні від кута керування.
4. Поясніть, чим визначаються втрати потужності у відкритому тиристорі?
5. Поясніть, для чого у коло керування тиристора вводиться додатковий резистор?

В9. РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО АВТОНОМНОГО ІНВЕРТОРА НАПРУГИ

В9.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку автономних інверторів напруги, виконаних на повністю керованих напівпровідникових ключах.

В9.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати принцип дії та основні параметри IGBT-модулів, а також принцип дії автономних інверторів напруги, виконаних на повністю керованих напівпровідникових ключах, та методику їхнього розрахунку (п.п. 2.5.5, 11.1.4).

В9.3. Вихідні дані

- 1) U_m , В – напруга мережі живлення;
- 2) R_n , Ом – опір навантаження;
- 3) τ_n , с – стала часу навантаження;
- 4) f , Гц – частота вихідної напруги;
- 5) $U_{ж}$ – напруга живлення схеми керування (± 10 В);
- 6) тип повністю керованого ключа – півмостовий IGBT-модуль;
- 7) температура оточуючого середовища – $+40^\circ\text{C}$.

Таблиця В9.1 – Вихідні дані до розрахунку інвертора

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
	U_m , В	200	300	400	500	600	700	750	800	850	900
	R_n , Ом	2,0	4,0	6,0	8,0	10,0	12,0	15,0	16,0	17,0	20,0
	f , Гц	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
	τ_n , с	$0,10 \frac{1}{f}$	$0,15 \frac{1}{f}$	$0,20 \frac{1}{f}$	$0,25 \frac{1}{f}$	$0,30 \frac{1}{f}$	$0,1 \frac{1}{f}$	$0,15 \frac{1}{f}$	$0,20 \frac{1}{f}$	$0,25 \frac{1}{f}$	$0,30 \frac{1}{f}$

Приклад вибору вихідних даних для варіанта за номером залікової книжки 77732:

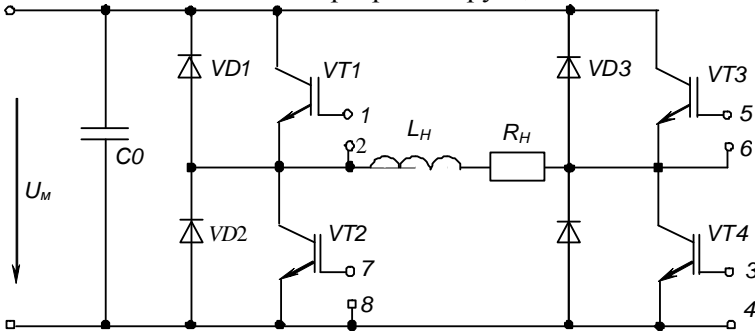
з колонки 3: $f = 200$ Гц, $\tau_n = 0,25 \frac{1}{f}$; з колонки 2: $U_m = 400$ В, $R_n = 6$ Ом.

В9.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)

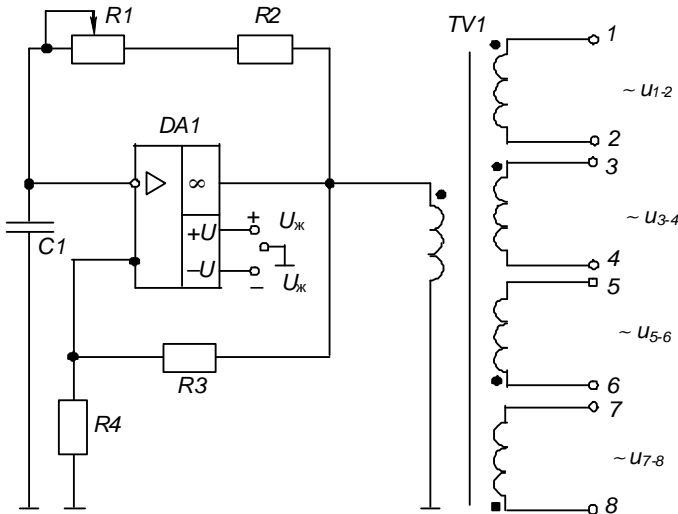
В9.5. Теоретичні пояснення

Для перетворення постійної напруги на змінну середньої або великої потужності в наш час застосовуються автономні інвертори напруги, виконані на повністю керованих напівпровідникових ключах.

На рис. В9.1,а наведено типову схему силової частини однофазного мостового автономного інвертора напруги, виконаного на IGBT-



а)



б)

Рис. В9.1 – Однофазний мостовий інвертор напруги: силова частина (а) і схема керування (б)

транзисторах, а на рис. В9.1,б його схему керування (один з можливих варіантів).

Перетворення постійної напруги на змінну здійснюється завдяки почерговому вмиканню пар напівпровідникових ключів: $VT1$, $VT4$ і $VT2$, $VT3$ за допомогою схеми керування, причому якщо на входи однієї з пар ключів надходять позитивні (що відкривають) імпульси напруги, то на входи другої пари ключів – негативні (що запирають) імпульси.

Схемою керування (рис. В9.1,б) є симетричний мультівібратор з трансформаторним виходом, що дозволяє подавати гальванічно незв'язані сигнали керування на всі чотири ключі інвертора. Цей мультівібратор виконано на базі операційного підсилювача $DA1$. Частота надходження його імпульсів визначається часозадаючим колом, що містить резистори R_1 і R_2 , конденсатор C_1 і дільник напруги резистори R_3 і R_4 . Регулювання частоти здійснюється за допомогою резистора R_1 .

Часові діаграми, що пояснюють роботу інвертора, наведено на рис. В9.2.

В9.6. Приклад розрахунку однофазного мостового інвертора напруги

В9.6.1. Вихідні дані:

- 1) напруга мережі живлення $U_m = 350$ В;
- 2) опір навантаження $R_n = 5,0$ Ом;
- 3) частота та період вихідної напруги $f = 200$ Гц, $T = 5 \cdot 10^{-3}$ с;
- 4) стала часу навантаження $\tau_n = 0,4 \frac{1}{f} = 2 \cdot 10^{-3}$ с;
- 5) напруга живлення схеми керування $U_{ж} = \pm 10$ В;
- 6) тип повністю керованого ключа – півмостовий IGBT-модуль.

В9.6.2. Необхідно визначити:

- 1) режими роботи силової частини схеми (значення струмів в елементах та напруги на них);
- 2) тип і параметри напівпровідникового керованого ключа;
- 3) втрати потужності в силових ключах та ступінь їхнього перегріву;
- 4) параметри основних елементів схеми керування.

В9.6.3. Порядок розрахунку

В9.6.3.1. Визначимо значення струмів в елементах силової частини інвертора та напруги на них. Амплітудне значення струму через IGBT-транзистор і зворотній діод визначається за допомогою формули (11.23)

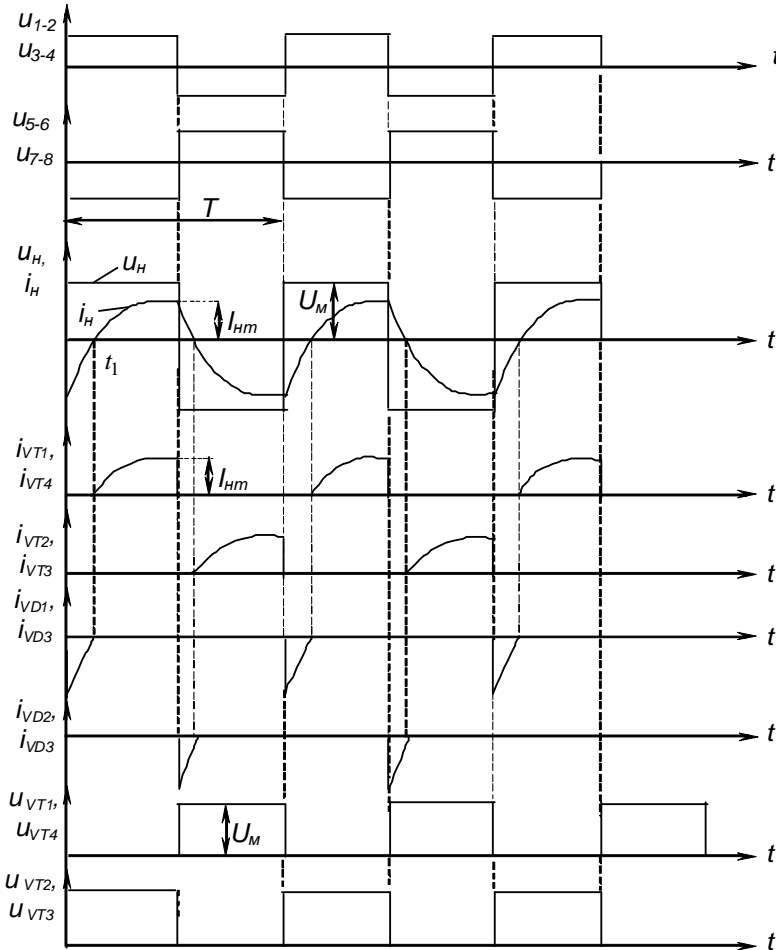


Рис. В9.2 – Часові діаграми роботи автономного мостового інвертора

$$I_{нт} = \frac{U_M \left(1 - e^{-T/2\tau_n}\right)}{R_n \left(1 + e^{-T/2\tau_n}\right)} = \frac{350 \left(1 - e^{-1,25}\right)}{5 \left(1 + e^{-1,25}\right)} = 70 \cdot \frac{0,713}{1,287} = 38,78 \text{ А} , (B9.1)$$

де

$$T/2\tau_n = \frac{1}{f \cdot 2 \cdot \tau_n} = \frac{1}{0,8} = 1,25 .$$

При цьому завжди повинна виконуватись нерівність

$$I_{нт} \leq \frac{U_M}{R_n} = \frac{350}{5} = 70 \text{ А} .$$

Середнє значення струму через транзистор, як видно з рис. В9.2 знаходиться з виразу

$$I_{CEP1} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{T/2} i_n(t) dt , (B9.2)$$

де

$$i_n(t) = \frac{U_M}{R_n} \cdot \left[1 - \frac{2e^{-t/\tau_n}}{1 + e^{-T/2\tau_n}} \right] .$$

Значення часу t_1 визначається з рівняння

$$i_n(t) = \frac{U_M}{R_n} \cdot \left[1 - \frac{2e^{-t/\tau_n}}{1 + e^{-T/2\tau_n}} \right] = 0 . (B9.3)$$

Розв'язавши це рівняння одержимо

$$t_1 = \tau_n \ln \frac{2}{1 + e^{-T/2\tau_n}} = 0,4T \cdot \ln \frac{2}{1 + e^{-1/0,8}} = 0,4 \cdot \ln \frac{2}{1 + e^{-1,25}} = 0,882 \cdot 10^{-3} \text{ с} .$$

Тоді

$$I_{CEP1} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{T/2} \frac{U_M}{R_n} \cdot \left[1 - \frac{2e^{-t/\tau_n}}{1 + e^{-T/2\tau_n}} \right] dt = \frac{U_M}{T \cdot R_n} \left[\left(\frac{T}{2} - t_1 \right) - \frac{2\tau_n \left(e^{-t_1/\tau_n} - e^{-T/2\tau_n} \right)}{1 + e^{-T/2\tau_n}} \right] , (B9.4)$$

$$I_{CEP1} = \frac{350}{5 \cdot 10^{-3} \cdot 5} \left[\left(\frac{5 \cdot 10^{-3}}{2} - 0,88210^{-3} \right) - \frac{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \left(e^{-\frac{0,88210^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}}} - e^{-\frac{5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}} \right)}{1 + e^{-\frac{5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}}} \right] = 7,117 \text{ A},$$

при цьому завжди $t_1 \leq \frac{T}{4}$.

Аналогічний вираз для визначення середнього струму через зворотній діод

$$I_{CEP2} = -\frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_n(t) dt = \frac{U_M}{T \cdot R_n} \cdot \left[\frac{2\tau_n \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_n}} \right)}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_n}}} - t_1 \right], \quad (B9.5)$$

$$I_{CEP2} = \frac{350}{5 \cdot 10^{-3} \cdot 5} \cdot \left[\frac{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \left(1 - e^{-\frac{0,88210^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}}} \right)}{1 + e^{-\frac{5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}}} - 0,882 \cdot 10^{-3} \right] = 3,175 \text{ A}.$$

Очевидно, значення максимальної напруги на транзисторі дорівнюватиме

$$U_m = U_M = 350 \text{ В}. \quad (B9.6)$$

В9.6.3.2. Вибираємо тип керованого напівпровідникового ключа.

Пропонується виконати цей ключ на основі півмостового напівпровідникового IGBT-модуля виробництва фірми Semicon. Його параметри повинні відповідати наступним вимогам:

$$U_{CE\max} > U_m \cdot K_3, \quad (B9.7)$$

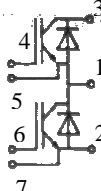
де $K_3 = 1,2$ – коефіцієнт запасу,

$$U_m \cdot K_3 = 350 \cdot 1,2 = 420 \text{ В},$$

$$I_{C\max} > I_{um} \cdot K_3, \quad (B9.8)$$

$$I_{um} \cdot K_3 = 38,82 \cdot 1,2 = 46,59 \text{ А}.$$

Таблиця В9.2 – Основні параметри напівпровідникових IGBT-модулів виробництва фірми Semicron

Тип	$U_{CE\max}$, В	$I_{C\max}$, А	U_{GE} , В	$U_{CE(sat)}$, В	$E_{ON}+E_{OFF}$, мДж	$R_{th(j-c)}$, °C/Вт	Схема вми- кання
SK25GB065	600	30	±15	1,8	1,35	1,4	
SK45GB063	600	45		1,8	2,65	1,0	
SK50GB063	600	54		1,7	1,8	0,85	
SK80GB063	600	80		1,8	4,7	0,6	
SKM75GB063D	600	100		1,8	5,5	0,35	
SK30GB123	1200	33		2,5	6,1	1,0	
SK30GB128	1200	35		1,9	10,4	1,0	
SK40GB123	1200	40		2,5	3,8	0,85	
SK60GB125	1200	51		3,2	8,5	0,6	
SK60GB123	1200	58		2,5	10,0	0,6	
SK60GB128	1200	63		1,8	10,4	0,6	
SKM100GB125DM	1200	100		3,3	12,5	0,18	

З табл. В9.2, де наведено параметри напівпровідникових IGBT-модулів, вибираємо модуль SK50GB063 з наступними параметрами:

- $U_{CE\max} = 600$ В,
- $I_{C\max} = 54$ А,
- напруга на транзисторі в режимі насичення $U_{CE(sat)} = 1,7$ В,
- напруга керування $U_{GE} = \pm 15$ В;
- втрати на перемикання $(E_{ON} + E_{OFF}) = 1,8$ мДж;
- тепловий опір, який встановився $R_{th(j-c)} = 0,85$ °C/Вт.

В9.6.3.3. Знаходимо втрати потужності в напівпровідникових ключах та ступінь їхнього перегріву.

Для спрощення цього розрахунку приймаємо значення перехідного теплового опору зворотного діода $R_D = R_{th(j-c)}$ і значення прямого падіння напруги на ньому $\Delta U_D = U_{CE(sat)}$.

$$R_D = 0,85 \text{ °C/Вт}, \Delta U_D = U_{CE(sat)} = 1,7 \text{ В}.$$

Повні втрати середньої потужності в напівпровідниковому IGBT-модулі визначаються за наступною формулою:

$$P_{\text{ПОВ}} = 2 \cdot (P_{\text{CONDVT}} + P_{\text{CONDVD}} + P_{\text{КОМ}}), \quad (B9.9)$$

де $P_{\text{CONDVT}} = U_{\text{CE(sat)}} \cdot I_{\text{CEP1}}$ – середня потужність, що виділяється в транзисторі при протіканні через нього імпульсів струму в тривалому режимі;

$$P_{\text{CONDVT}} = U_{\text{CE(sat)}} \cdot I_{\text{CEP1}} = 1,7 \cdot 7,117 = 12,099 \text{ Вт.}$$

$P_{\text{CONDVD}} = U_{\text{CE(sat)}} \cdot I_{\text{CEP2}}$ – те ж саме, але для зворотного діода,

$$P_{\text{CONDVD}} = U_{\text{CE(sat)}} \cdot I_{\text{CEP2}} = 1,7 \cdot 3,175 = 5,397 \text{ Вт.}$$

$$P_{\text{КОМ}} = \frac{U_{\text{м}}}{U_{\text{CEmax}}} \cdot \frac{I_{\text{нм}}}{I_{\text{Cmax}}} \cdot [E_{\text{ON}} + E_{\text{OFF}}] \cdot f$$
 – середня потужність, що ви-

діляється в транзисторі при його перемиканнях.

$$P_{\text{КОМ}} = \frac{350}{600} \cdot \frac{38,822}{54} \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = 0,151 \text{ Вт.}$$

$$P_{\text{ПОВ}} = 2 \cdot (12,099 + 5,397 + 0,151) = 35,294 \text{ Вт.}$$

Знаходимо перегрів модуля в розрахованому режимі роботи

$$\Delta T = R_{\text{th(j-c)}} \cdot P_{\text{ПОВ}} = 0,85 \cdot 35,294 = 30 \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (B9.10)$$

Тоді максимальна температура напівпровідникової структури складає:

$$T_{\text{max}} = T_{\text{C}} + \Delta T = 40 + 30 \leq 145 \text{ }^{\circ}\text{C}, \quad (B9.11)$$

де T_{C} – температура оточуючого середовища;

$T_{\text{max don}} = 145^{\circ}\text{C}$ – максимально допустима температура нагріву напівпровідникової структури обраного модуля.

Якщо $T_{\text{max}} > T_{\text{max don}}$, тоді необхідно вибрати модуль на більший струм і повторити розрахунок.

В9.6.3.4. Знаходимо параметри основних елементів схеми керування.

Рекомендовано виконувати мультивібратор схеми керування на базі операційного підсилювача типу 140УД7 (рис. 4.11) з напругою живлення $\pm 10 \text{ В}$.

Для розрахунку параметрів елементів часозадаючого кола мультивібратора скористаємось відомою формулою (п.п. 5.3.3)

$$T = 2(R_1 + R_2)C_1 \ln \left(1 + 2 \frac{R_4}{R_3} \right). \quad (B9.12)$$

Для забезпечення придатної частоти коливань мультивібратора і доброго використання ємності конденсатора C_1 , а також для спрощення розрахунку рекомендується прийняти у (В9.12)

$$1 + 2 \frac{R_4}{R_3} = e \quad (e = 2,718),$$

звідки витікає $T = 2(R_1 + R_2)C_1$, при цьому

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{e-1}{2} = a = 0,859. \quad (B9.13)$$

Для запобігання перевантаження операційного підсилювача приймаємо, що $R_3 + R_4 \approx 50$ кОм.

$$\text{Тоді } R_3 = \frac{50}{1+a} = 26,89 \text{ кОм, } R_4 = 50 \frac{a}{1+a} = 23,1 \text{ кОм.}$$

З табл. В2.2 вибираємо $R_3 = 27$ кОм, $R_4 = 24$ кОм.

Змінний резистор R_I використовується для регулювання частоти мультивібратора, розкид значень якої зумовлений технологічними відхиленнями параметрів елементів часозадаючого кола від номінальних значень. Доведено практикою, що опір резистора R_I доцільно обирати виходячи з умови, що $R_I = 0,3(R_1 + R_2)$, при цьому $(R_1 + R_2) \leq 100$ кОм. Тоді, якщо приймемо $R_1 = 30$ кОм, знайдемо $R_2 = 68$ кОм. Виходячи з цього визначається значення ємності конденсатора C_1 .

$$C_1 = \frac{T}{2(R_1 + R_2)} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot (30 + 68) \cdot 10^{-3}} = 2,55 \cdot 10^{-8} \text{ Ф.} \quad (B9.14)$$

Вибираємо стандартне значення ємності

$$C_1 = 2,7 \cdot 10^{-8} \text{ Ф} = 0,027 \text{ мкФ.}$$

Для розрахунку основних параметрів трансформатора скористаємось законом електромагнітної індукції

$$\frac{d\psi}{dt} = -e, \quad (B9.15)$$

де $\psi = B \cdot S \cdot w$ – потокозчеплення;

B – індукція магнітопроводу;

S – площа перерізу магнітопроводу;

w – кількість витків обмотки.

У нашому випадку вираз (B9.15) матиме вигляд

$$\frac{dB}{dt} \cdot w_1 \cdot S = U_{вихОП} \approx U_{жс}, \quad (B9.16)$$

де w_1 – кількість витків первинної обмотки трансформатора;

$U_{вихОП}$ – змінна напруга прямокутної форми на виході мультивібратора.

$$\text{Інтеграл від (B9.16) буде } w_1 \cdot S \cdot \int_{-B_m}^{+B_m} dB = \int_0^{T/2} U_{жс} dt, \text{ з чого одержимо}$$

$$w_1 \cdot S = \frac{U_{жс} \cdot T}{4B_m}, \quad (B9.17)$$

де B_m – максимальне значення робочої індукції магнітопроводу.

Очевидно, що найбільш відповідним феромагнітним матеріалом для трансформатора у випадку відносно невисоких частот (менших за 1 кГц) буде холоднокатана сталь з товщиною стрічки 0,1 мм, для якої рекомендовано

$$B_m = 1,2 \text{ Тл} = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ Вб/см}^2.$$

Для економії мідного дроту для обмоток, що має високу вартість, пропонується застосування тороїдальних осердь з наступними параметрами:

- 1) $d_H = 40$ мм, $d_{BH} = 20$ мм, $b = 20$ мм, $S = 1,5$ см² – для частот (50 – 200) Гц;
- 2) $d_H = 32$ мм, $d_{BH} = 20$ мм, $b = 16$ мм, $S = 0,95$ см² – для частот вище 200 Гц.

Вибираємо переріз першого осердя $S = 1,5$ см². Тоді кількість витків первинної обмотки трансформатора дорівнюватиме

$$w_1 = \frac{U_{жс} \cdot T}{4B_m \cdot S} = \frac{10 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 1,2 \cdot 10^{-4} \cdot 1,5} = \frac{10^2 \cdot 5}{4 \cdot 1,2 \cdot 1,5} = 70 \text{ витків.}$$

Оскільки трансформатор працює практично в режимі холостого ходу, то діаметр обмоткового мідного дроту приймаємо мінімальним з огляду на те, щоб його намотування здійснювалось без обривів. У цьому випадку рекомендується застосування дроту марки ПЭЛШО з діаметром $d_{dp} = 0,1$ мм.

Через те, що для керування транзисторами обраного півмостового модуля потрібна імпульсна напруга ± 15 В, то

$$w_2 = w_3 = w_4 = w_5 = \frac{U_{GC}}{U_{жс}} w_1 = 1,5 w_1 = 105 \text{ витків.}$$

В9.6.3.5. Електричну принципову схему розрахованого автономного інвертора наведено на рис. В9.3.

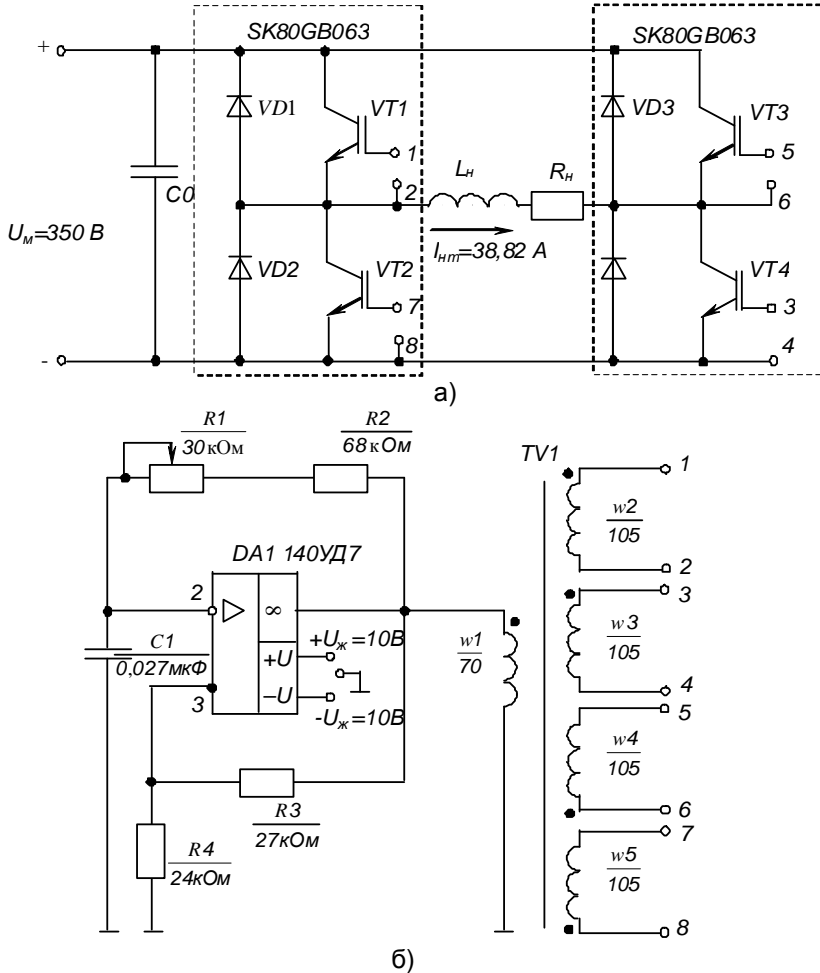


Рис. В9.3 – Однофазний мостовий інвертор напруги: силова частина (а) і схема керування (б)

? Контрольні запитання

1. Вкажіть основні області застосування автономних інверторів.
2. Поясніть переваги автономних інверторів, виконаних на повністтю керованих напівпровідникових ключах, порівняно з інверторами, виконаними на одноопераційних тиристорах.
3. Поясніть характер змінювання струму в навантаженні при $R_n \neq 0$ і $L_n = 0$ та при $R_n \neq 0$ і $L_n \neq 0$.
4. Вкажіть, які параметри інвертора є вихідними, а які одержуються за результатами розрахунку.
5. Поясніть процеси, що протікають у силових колах мостового інвертора, виконаного на IGBT-транзисторах.
6. Поясніть, чим визначаються втрати потужності у півмостовому IGBT-модулі при його роботі у тривалому режимі.
7. Поясніть, за якими параметрами вибирають півмостовий модуль для однофазного мостового інвертора.
8. Поясніть, яким чином можна одержати у навантаженні струм синусоїдної форми.

В10. РОЗРАХУНОК ЗНИЖУВАЛЬНОГО ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

В10.1. Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку елементів силового кола імпульсних регуляторів (перетворювачів) постійної напруги.

В10.2. Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно ознайомитись з методами і пристроями регулювання напруги постійного струму (див. п.п. 9.10.1).

В10.3. Вихідні дані

Для розрахунків елементів силового кола регулятора необхідні п'ять параметрів:

- 1) $(U_{вх\ min} - U_{вх\ макс})$, В – діапазон вхідних напруг;
- 2) U_d , В – стабілізована вихідна напруга;
- 3) I_d , А – максимальний вихідний струм;
- 4) f , кГц – частота перемикань;
- 5) k_n , % – коефіцієнт пульсацій вихідної напруги.

Варіанти вихідних даних наведені у таблиці В10.1.

Таблиця В10.1 – Вихідні дані для розрахунку знижувального регулятора постійної напруги

Цифри номера залікової книжки		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
$(U_{вх\ min} - U_{вх\ макс})$, В		6-12	7-15	7-14	6-14	6-12	7-17	6-15	8-17	7-16	8-16
U_d , В		2	3	4,5	2	3	4,5	2	3	4,5	2
	I_d , А	7	8	9	9	8	7	8	7	9	9
	f , кГц	100	150	200	250	300	100	150	200	250	300
	k_n , %	≤ 2									

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 77732:

з колонки 3 маємо: $(U_{вх\ min} - U_{вх\ макс}) = 6 - 14$ В, $U_d = 2$ В;

з колонки 2: $I_d = 9$ А, $f = 200$ кГц, $k_n \leq 2$ %.

В10.4. Зміст пояснювальної записки (наведено у Додатку А)**В10.5. Теоретичні пояснення**

У знижувальному імпульсному регуляторі, показаному на рис. В10.1, регулювальний елемент ключ K (у якості якого застосовують транзистор, що працює в режимі насиченого ключа) періодично за імпульсами, які надходять від пристрою керування $ПК$, на короткий час прикладає до котушки індуктивності L – дроселя – повну нестабілізовану напругу від джерела E .

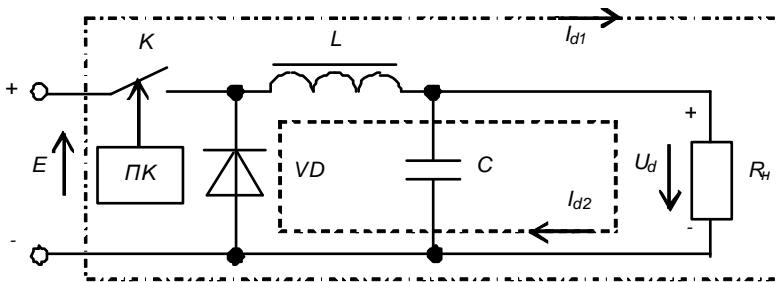


Рис. В10.1– Знижувальний імпульсний регулятор постійної напруги

Струм I_{d1} з'являється при кожному імпульсі, запасуючи енергію $LI^2/2$ в магнітному полі дроселя. Між імпульсами заряду, коли ключ K розімкнений, за рахунок протікання струму I_{d2} від дроселя L через діод VD , забезпечується підтримання струму у навантаженні R_n і напруги на ньому. Конденсатор C з дроселем L утворюють вихідний згладжувальний LC -фільтр, що знижує пульсації вихідної напруги.

Такі регулятори є основою стабілізаторів напруги. Пристрій керування $ПК$ порівнює вихідну напругу з еталонною і, за рахунок дії зворотного зв'язку, керує регулювальним елементом. Але, на відміну від компенсаційних (лінійних) стабілізаторів, де регулювання полягає у зміні падіння напруги на регулювальному елементі (що веде до втрат енергії, а отже до зниження к.к.д.), в імпульсних стабілізаторах за широтно-імпульсного методу регулювання управління вихідною напругою здійснюється за рахунок зміни тривалості імпульсів керування ключем. Теоретично (якщо нехтувати втратами в елементах, через які

протікає струм) метод забезпечує к.к.д. у сто процентів! При цьому можливість роботи сучасних силових транзисторів на частотах у десятки і сотні кілогерц визначає мінімальні габарити реактивних елементів силового кола.

Отже, знижувальні регулятори (перетворювачі) стали невід'ємною частиною сучасної силової електроніки. Вони перетворюють вхідну напругу (зазвичай від 8 В до 25 В) в меншу напругу, що стабілізується (зазвичай від 0,5 В до 5 В) за рахунок передачі з входу на вихід невеликих порцій енергії, використовуючи ключ, діод, індуктивність і кілька конденсаторів. При цьому забезпечується високий к.к.д.

У якості силового ключа зараз, як правило, застосовують польовий транзистор з ізольованим затвором (МОН-транзистор – MOSFET). Є велика номенклатура таких стабілізаторів у інтегральному виконанні – у вигляді ІМС. Але перетворювачі з вбудованим силовим ключем зазвичай розраховані на максимальні струми від 3 до 6 А. Для більших вихідних струмів доводиться використовувати зовнішній ключ.

В10.6. Приклад розрахунку знижувального імпульсного регулятора постійної напруги

В10.6.1. Вихідні дані:

- 1) діапазон вхідних напруг ($U_{вх.мін} - U_{вх.макс}$) = 6-20 В;
- 2) стабілізована вихідна напруга $U_d = 2$ В;
- 3) максимальний вихідний струм $I_d = 9$ А;
- 4) частота перемикачів $f = 200$ кГц;
- 5) коефіцієнт пульсацій вихідної напруги $k_n \leq 2$ %.

Вважаємо, що пристрій працює у стаціонарних умовах за максимальної температури оточуючого середовища $T_{max} = +25$ °С.

В10.6.2. Необхідно визначити:

- 1) значення індуктивності і тип дроселя L ;
- 2) значення ємності і тип вихідного конденсатора C_2 ;
- 3) значення ємності і тип вхідного конденсатора C_1 ;
- 4) тип діода VD ;
- 5) тип транзистора силового ключа VT ;
- 6) к.к.д. перетворювача η для практичної схеми, наведеної на рис.

В10.2.

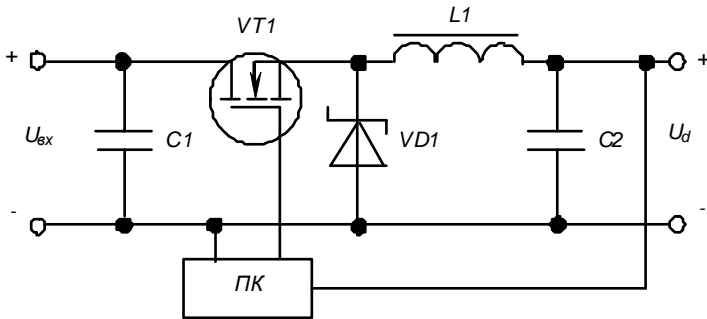


Рис. В10.2 – Практична схема знижувального імпульсного регулятора постійної напруги

В10.6.3. Порядок розрахунку

В10.6.3.1. Знаходимо значення індуктивності дроселя.

Розрахунок значення індуктивності дроселя L_1 є найбільш важливим моментом у розробці знижувального імпульсного перетворювача. Перш за все, домовимося, що перетворювач буде працювати в режимі безперервних струмів, як найчастіше і робиться. Це означає, що в індуктивності завжди запасена якась енергія, струм через неї тече безперервно, в тому числі протягом проміжку часу, коли силовий ключ розімкнений, як це показано на рис. В10.3.

Якщо транзистор та діод вважати за ідеальні (нульовий опір у провідному стані і нескінченний в закритому, нульовий час перемикання), то значення індуктивності дроселя можна визначити з виразу:

$$L = (U_{\text{вх макс}} - U_d) \frac{U_d}{U_{\text{вх макс}}} \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{K_{IL} I_d}, \quad (\text{В10.1})$$

де K_{IL} – коефіцієнт пульсацій струму індуктивності, виражений в частках вихідного струму I_d . Забезпечуючи компроміс між значеннями к.к.д., струму пульсацій і тривалістю перехідних процесів, значення цього коефіцієнту задають $K_{IL} = 0,3$.

Для наших вихідних даних маємо:

$$L = (20 - 2) \cdot \frac{2}{20} \cdot \frac{1}{200 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{0,3 \cdot 9} = 3,33 \text{ мкГн.}$$

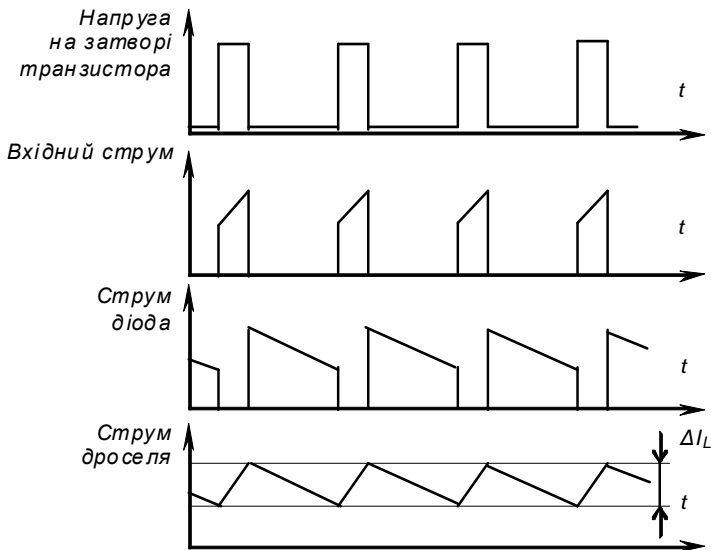


Рис. В10.3 – Часові діаграми роботи знижувального перетворювача

Важливим параметром дроселя, що гарантує його роботу без насичення, є розрахунковий струм, для отримання якого значення треба визначити піковий струм, який можна розрахувати за виразом:

$$I_{\text{пик}} = I_d + \frac{\Delta I_L}{2}, \quad (\text{В10.2})$$

де

$$\Delta I_L = K_{\text{IL}} I_d. \quad (\text{В10.3})$$

Отже:

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot 9 = 2,7 \text{ A}, \quad I_{\text{пик}} = 9 + \frac{2,7}{2} = 10,35 \text{ A}.$$

З таблиці В10.2 треба підібрати дросель з найближчими параметрами. При цьому, щоб компенсувати розкид параметрів компонентів і різницю між розрахунковими і реальними значеннями, необхідно враховувати те, що струм насичення повинен перевищувати отримане

значення пікового струму 10,35 А з запасом у 20 %, тобто мати значення не менше 12,42 А.

Якщо в таблиці немає елемента з необхідними параметрами, то для забезпечення необхідного більшого значення індуктивності дроселі можна вмикати послідовно (отримуючи сумарну еквівалентну індуктивність та опір), а для необхідного більшого значення струму – паралельно (отримуючи, наприклад, для двох елементів еквівалентну індуктивність та опір у два рази менші за табличні). Альтернативою є пошук відповідного дроселя у інших інформаційних джерелах, або самостійні його розрахунок та виготовлення.

Таблиця В10.2 – Основні параметри деяких дроселів фірми TDK

Індуктивність, мкГн	Робочий постійний струм, А	Струм насичення, А	Максимальний опір постійному струму, Ом
2,0	8,90	11,00	0,0080
3,3	8,10	9,60	0,0100
3,3	8,10	9,60	0,0100
3,9	8,00	9,5	0,0100
4,7	7,30	8,40	0,0120
5,6	7,15	8,30	0,0125
6,8	6,60	7,30	0,0150
10	5,80	6,40	0,0190
15	4,8	5,20	0,0285

Виходячи з наведених міркувань, вибираємо дросель з індуктивністю 6,8 мкГн і струмом насичення 7,30 А та опором 0,0150 Ом. Два таких дроселі увімкнені паралельно забезпечать еквівалентну індуктивність $L = 6,8/2 = 3,4$ мкГн з опором $R_L = 0,0150/2 = 0,0075$ Ом для струму $7,3 \cdot 2 = 14,6$ А, що вповні відповідає результатам розрахунку.

В10.6.3.2. Знаходимо значення ємності вихідного конденсатора.

Вихідний конденсатор C_2 необхідний для зниження пульсацій на виході перетворювача та викидів напруги за різкого зменшення навантаження (за рахунок викиду в навантаження надлишків запасеної в котушці індуктивності енергії). Недостатнє значення ємності цього конденсатора призводить до великих викидів, а його занадто великий екві-

валентний послідовний опір R_{ESR} (equivalent-series resistance – ESR) до значних пульсацій напруги. Найбільш допустимі значення викидів і пульсацій, як правило, визначаються під час розробки. Таким чином, щоб схема перетворювача задовольняла вимогам, що пред'являються в частині пульсацій, необхідно включити в неї вихідний конденсатор з достатньою ємністю і низьким R_{ESR} .

Значення ємності цього конденсатора може бути розраховано за формулою:

$$C_2 = \frac{L \left(I_d + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2}{(\Delta U + U_d)^2 - U_d^2}. \quad (B10.4)$$

Задавшись максимальним значенням викиду напруги на виході $\Delta U = 100$ мВ (що не повинен впливати на роботу навантаження регулятора), для $L = 3,4$ мкГн і з урахуванням (B10.3), маємо:

$$C_2 = \frac{3,4 \cdot (9 + 2,7/2)^2}{(0,1 + 2)^2 - 2^2} = 888,33 \text{ мкФ}.$$

Якщо до цього додати типовий розкид ємності конденсаторів 20 %, то отримаємо практичну ємність вихідного конденсатора $888,33 \cdot 1,2 = 1066$ мкФ. Найближчий стандартний номінал з таблиці B10.3 – 1000 мкФ з номінальною напругою 6,3 В (більшою за U_d).

Напругу вихідних пульсацій U_{Cn} на цьому конденсаторі можна розрахувати за формулою:

$$U_{Cn} = \frac{1}{2C_2} \cdot \frac{U_{\text{вх макс}} - U_d}{L} \cdot \left(\frac{U_d}{U_{\text{вх макс}}} \cdot \frac{1}{f} \right)^2, \quad (B10.5)$$

$$U_{Cn} = \frac{1}{2 \cdot 1000 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{20 - 2}{3,4 \cdot 10^{-6}} \cdot \left(\frac{2}{20} \cdot \frac{1}{200 \cdot 10^3} \right)^2 = 0,66 \text{ мВ}.$$

Таблиця В10.3 – Основні параметри деяких конденсаторів з низьким R_{ESR} фірми EPCOS

Номінальна напруга, В	Ємність, мкФ	Максимальний еквівалентний послідовний опір, мОм
6,3	100	150
	220	100
	330	100
	470	100
	680	100
	1000	100
25	33	200
	47	200
	68	200

R_{ESR} вихідного конденсатора є основним чинником, що впливає на розмах пульсацій. Значення напруги пульсацій, що виникають за рахунок R_{ESR} може бути розрахована наступним чином:

$$U_{ESRn} = \Delta I_L R_{ESR}. \quad (B10.6)$$

З урахуванням (В10.3), маємо:

$$U_{ESRn} = 0,3 \cdot 9 \cdot 100 = 2,7 \text{ мВ}.$$

Сумарне значення напруги пульсацій на виході перетворювача:

$$U_n = U_{Cn} + U_{ESRn}, \quad (B10.7)$$

$$U_n = 0,66 + 2,7 = 3,36 \text{ мВ}.$$

Це забезпечує $k_n = \frac{U_n}{U_d} \cdot 100 = \frac{3,36 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 100 = 0,168\%$, що є досить

пристойним результатом, оскільки якісний понижуючий перетворювач зазвичай дає значення вихідних пульсацій меншим за 2 %.

В10.6.3.3. Знаходимо значення ємності вхідного конденсатора.

Пульсації струму через вхідний конденсатор C_I досягають у найгіршому випадку половини вихідного струму, коли вхідна напруга зі зміною стає рівною подвоєному значенню вихідної напруги. Для зви-

чайних лабораторних джерел живлення достатньо мати ємність вхідного конденсатора від 10 мкФ до 22 мкФ на ампер. Отже:

$$C_1 = (10...20)I_d / 2, \quad (B10.8)$$

$$C_1 = (10...20) \cdot 9 / 2 = 15 \cdot 9 / 2 = 67,5 \text{ мкФ}.$$

З таблиці В10.3 обираємо значення 68 мкФ з номінальною напругою 25 В (більшою за $U_{\text{вх макс}}$).

В10.6.3.4. Вибираємо тип діода.

Максимальна зворотна напруга діода VD_1 U_{36} повинна бути більшою за максимальну вхідну напругу

$$U_{36} > U_{\text{вх макс}}. \quad (B10.9)$$

Максимальний його прямий середній струм I_D повинен бути більшим за максимальний вихідний струм.

$$I_D > I_d. \quad (B10.10)$$

Задля отримання високого значення к.к.д. доцільно вибирати діоди Шоттки, що мають значення прямого падіння напруги вдвічі менше, ніж у кремнієвих випрямних діодів.

Отже, з таблиці В10.4 вибираємо діод КД271А з $I_D = 10 \text{ А} > I_d = 9 \text{ А}$ та $U_{36} = 25 \text{ В} > U_{\text{вх макс}} = 20 \text{ В}$.

Таблиця В10.4 – Основні параметри деяких діодів Шоттки

Тип	Максимальний прямий середній струм, А	Максимальна зворотна напруга, В	Максимальне пряме падін- ня напруги, В	Тепловий опір перехід- корпус, °С/Вт	Максимальна допустима температура переходу, °С
КД269А	5	25	0,65	5,0	125
КД269Б	5	50	0,65	5,0	125
КД238А	7,5	25	0,65	3,0	125
КД238Б	7,5	50	0,65	3,0	125
КД271А	10	25	0,65	2,5	125
КД271Б	10	50	0,65	2,5	125
2Д272А	15	25	0,65	2,5	125
2Д272Б	15	50	0,65	2,5	125

Визначимо середню потужність, що виділяється в діоді для $U_{\text{вх.мін}}$ та $U_{\text{вх.макс}}$ за наступними формулами:

$$P_{D\text{мін}} = (1 - \frac{U_d}{U_{\text{вх.мін}}}) I_d U_D, \quad (B10.11)$$

$$P_{D\text{макс}} = (1 - \frac{U_d}{U_{\text{вх.макс}}}) I_d U_D, \quad (B10.12)$$

де U_D – максимальне пряме падіння напруги на діоді.

$$P_{D\text{мін}} = (1 - \frac{2}{6}) \cdot 9 \cdot 0,65 = 3,9 \text{ Вт},$$

$$P_{D\text{макс}} = (1 - \frac{2}{20}) \cdot 9 \cdot 0,65 = 5,265 \text{ Вт}.$$

Визначимо максимально допустимий тепловий опір охолоджувача. Температура кристалу діода визначається за формулою:

$$T_{\text{пер}} = (R_{sa} + R_{sj} + R_{cs}) P_{D\text{макс}} + T_c, \quad (B10.13)$$

де $T_{\text{пер}}$ – максимально допустима температура переходу;

R_{sa} – тепловий опір охолоджувача за природного охолодження;

R_{sj} – тепловий опір перехід-корпус діода,

R_{cs} – тепловий опір корпус-охолоджувач (при застосуванні контактної теплопровідної пасти типове значення становить 0,5 °C/Вт);

T_c – температура оточуючого середовища (температура всередині корпусу перетворювача, що може сягати 60 °C).

Звідси знайдемо вираз для максимально допустимого теплового опору охолоджувача та розрахуємо його значення за даними таблиці B10.4.

$$R_{sa\text{макс}} < (T_{\text{пер}} - T_c) / P_{D\text{макс}} - R_{sj} - R_{cs}, \quad (B10.14)$$

$$R_{sa} < (125 - 60) / 5,265 - 2,5 - 0,5 = 9,34 \text{ °C/Вт}.$$

З таблиці B10.5 вибираємо радіатор типу HS211, що має $R_{sa} = 7,5 < 9,34 \text{ °C/Вт}$.

При цьому максимальна температура переходу за (B10.13) становитиме

$$T_{\text{пер}} = (7,5 + 2,5 + 0,5) \cdot 5,265 + 60 = 115,3 < 125 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

Таблиця В10.5 – Теплові опори деяких охолоджувачів (радіаторів)

Тип	Тепловий опір, °C/Вт
DA01A	21
HS-003	13
HS211	7,5
HS184	5,1
HS172	3,1

В10.6.3.5. Вибираємо тип транзистора.

Основні параметри деяких силових транзисторів з ізольованим затвором і каналом n-типу наведено в таблиці В10.6.

Таблиця В10.6 – Основні параметри деяких силових транзисторів з ізольованим затвором

Тип	На- пруга стік- витік, В	Струм стоку, А	Загальна розсіюва- на потуж- ність, Вт	Максима- льна допус- тима тем- пература переходу, °C	Опір стік-витік у відкри- тому стані, (25°/175°) мОм	Тепло- вий опір перехід- корпус, °C/Вт	Ємність зворот- ного зв'язку, пФ
IRF520	100	9,2	60	175	270	2,5	25
IRFZ22	60	14	40	150	120	3,12	100
IRFZ20	60	15	40	150	100	3,12	100
КП740А	60	17	60	175	100	2,5	100
IRFZ24N	55	17	45	175	70/157	3,3	85
IRFZ34N	50	29	68	175	40	2,2	100

Виберемо транзистор IRFZ22 з струмом стоку $14 \text{ A} > I_d = 9 \text{ A}$ та напругою стік-витік $60 \text{ В} > U_{\text{вх макс}} = 20 \text{ В}$.

Максимальні і мінімальні втрати потужності в опорі відкритого транзистора P_{TR} можна визначити так:

$$P_{TR \max} = \frac{U_d}{U_{\text{вх.мін}}} I_d^2 R_{DS\text{нагр}}, \quad (B10.15)$$

$$P_{TR \min} = \frac{U_d}{U_{\text{вх.макс}}} I_d^2 R_{DS\text{нагр}}, \quad (B10.16)$$

де $R_{DS\text{нагр}}$ — опір сток-витік відкритого транзистора у нагрітому стані.

З огляду на те, що у довідниках зазвичай наводиться значення теплового опору сток-витік транзистора R_{DS} для температури 25 °С, оцінимо його значення для нагрітого стану транзистора $R_{DS\text{нагр}}$, вважаючи температурний коефіцієнт опору рівним 5 % (практичне правило).

$$R_{DS\text{нагр}} = [1 + 0,005(T_{\max} - 25^\circ)] \cdot R_{DS}, \quad (B10.17)$$

$$R_{T\text{нагр}} = [1 + 0,005(150^\circ - 25^\circ)] 120 = 195 \text{ мОм.}$$

Тоді

$$P_{TR \max} = \frac{2}{6} \cdot 9^2 \cdot 195 \cdot 10^{-3} = 5,265 \text{ Вт,}$$

$$P_{TR \min} = \frac{2}{20} \cdot 9^2 \cdot 195 \cdot 10^{-3} = 1,58 \text{ Вт.}$$

Оцінимо втрати на перемикання транзистора P_{Tn} .

$$P_{Tn} = \frac{C_n U_{\text{вх.макс}} f I_d}{I_{\text{кер}}}, \quad (B10.18)$$

де C_n — ємність зворотного зв'язку транзистора;

$I_{\text{кер}}$ — піковий струм керування затвором транзистора (орієнтовне значення пікового вихідного струму пристрою керування $ПК$, приймаємо рівним 1 А).

$$P_{Tn} = \frac{100 \cdot 10^{-12} \cdot 20 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 9}{1} = 0,0036 \text{ Вт.}$$

Орієнтовні сумарні втрати потужності в транзисторі становлять:

$$P_T = P_{TR} + P_{Tn}. \quad (B10.19)$$

$$P_{T_{\max}} = 5,265 + 0,0036 = 5,2686 \text{ Вт},$$

$$P_{T_{\min}} = 1,58 + 0,0036 = 1,5836 \text{ Вт}.$$

Аналогічно з (В10.13 та В10.14) визначимо максимально допустимий тепловий опір охолоджувача для транзистора (за даними таблиці В10.5).

$$R_{sa \max} < (T_{кр} - T_c) / P_{T_{\max}} - R_{sj} - R_{cs}, \quad (B10.20)$$

$$R_{sa} < (150 - 60) / 5,2686 - 3,12 - 0,5 = 13,46 \text{ }^{\circ}\text{C/Вт}.$$

З таблиці В10.5 вибираємо радіатор типу HS211, що має $R_{sa} = 7,5 < 13,46 \text{ }^{\circ}\text{C/Вт}$.

При цьому максимальна температура переходу, аналогічно з (В10.13), становитиме

$$T_{nep} = (R_{sa} + R_{sj} + R_{cs}) P_{T_{\max}} + T_c, \quad (B10.21)$$

$$T_{nep} = (7,5 + 3,12 + 0,5) \cdot 5,2686 + 60 = 118,6 < 175 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

В10.6.3.6. Визначимо к.к.д. перетворювача.

Загальні втрати в елементах перетворювача складають:

$$\begin{aligned} P_{\text{втрат}} &= P_{C1} + P_{C2} + P_L + P_T + P_D + P_{\text{провід}} = \\ &= P_{C1} + P_{C2} + P_L + P_{TD} + P_{\text{провід}}, \end{aligned} \quad (B10.22)$$

де $P_{TD} = P_T + P_D$ – сумарні втрати в транзисторі і діоді.

Втрати в активному послідовному опорі вхідного конденсатора:

$$P_{C1} = I_{C1}^2 R_{ESR}, \quad (B10.23)$$

де I_{C1} – струм пульсацій конденсатора, значення якого в В10.6.3.3 було прийняте рівним половині максимального вихідного струму. Тоді

$$I_{C1} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}}, \quad \text{а} \quad P_{C1} = \left(\frac{I_d}{2\sqrt{3}}\right)^2 R_{ESR} = \left(\frac{9}{2\sqrt{3}}\right)^2 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 1,35 \text{ Вт}.$$

Втрати у вихідному конденсаторі:

$$P_{C2} = \left(\frac{\Delta I_L}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot R_{ESR}. \quad (B10.24)$$

З урахуванням (В10.3) маємо

$$P_{C2} = \left(\frac{2,7}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 0,486 \text{ Вт.}$$

Втрати в дроселі:

$$P_L = \left(I_{\text{нук}} - \Delta I_L + \frac{\Delta I_L}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot R_L, \quad (B10.25)$$

$$P_L = \left(10,35 - 2,7 + \frac{2,7}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot 0,0075 = 0,636 \text{ Вт.}$$

Орієнтовно значення втрат у з'єднуючих провідниках задаємо рівним $P_{\text{провід}} = 0,75 \text{ Вт}$.

Виходячи з принципу роботи широтно-імпульсного регулятора та аналізу часових діаграм роботи перетворювача (рис. B10.3) можна зробити висновок, що за мінімальної вхідної напруги втрати потужності в транзисторі мінімальні, а в діоді максимальні, за максимальної ж вхідної напруги – навпаки.

Тепер, з урахуванням результатів, отриманих за (B10.19) – $P_{T \text{ макс}} = 5,2686 \text{ Вт}$, а $P_{T \text{ мин}} = 1,5836 \text{ Вт}$, та за (B10.11) – $P_{D \text{ мин}} = 3,9 \text{ Вт}$ і (B10.12) – $P_{D \text{ макс}} = 5,265 \text{ Вт}$, маємо два значення P_{TD} :

$$P_{TD1} = P_{T \text{ мин}} + P_{D \text{ макс}} = 1,5836 + 5,265 = 6,8486 \text{ Вт,}$$

$$P_{TD2} = P_{T \text{ макс}} + P_{D \text{ мин}} = 5,2686 + 3,9 = 9,1686 \text{ Вт.}$$

Для розрахунку найменшого значення к.к.д. вибираємо більше з них: $P_{TD2} = 9,1686 \text{ Вт}$.

Тоді з (B10.22) отримуємо

$$P_{\text{врат}} = 1,35 + 0,486 + 0,636 + 9,1686 + 0,75 = 12,39 \text{ Вт.}$$

Значення к.к.д. визначимо за формулою

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + P_{\text{врат}}} \cdot 100 \% , \quad (B10.26)$$

$$\eta = \frac{2 \cdot 9 \cdot 100}{2 \cdot 9 + 12,39} = 59,23 \% .$$

Можна дещо збільшити к.к.д за рахунок зменшення R_{ESR} конденсаторів (використовуючи замість одного елемента паралельне вмикання, наприклад, двох з у два рази меншою ємністю, отримаємо у два рази

менший R_{ESR}). Також можна вибрати транзистор з меншим опором стік-витік у відкритому стані та замість діода Шоттки застосувати польовий транзистор (так званий синхронний випрямляч). Щоправда при цьому дещо ускладниться алгоритм керування перетворювачем – робота і будова *ПК*.

В10.6.3.7. Заключні положення.

На завершення зазначимо, що для зменшення втрат і забезпечення стійкої роботи перетворювача велике значення має не тільки вибір компонентів, а й їхнє розміщення на друкованій платі та належне розведення останньої. Шляхи проходження значних струмів треба робити якомога коротшими і ширшими, а вузли вимірювання напруги і струму пристрою керування *ПК* розміщувати подалі від силових комутаційних приладів.

Після завершення розрахунку необхідно створити макет перетворювача і провести його випробування для перевірки електричних та температурних показників.

Схему розрахованого знижувального імпульсного регулятора постійної напруги наведено на рис. В10.4.

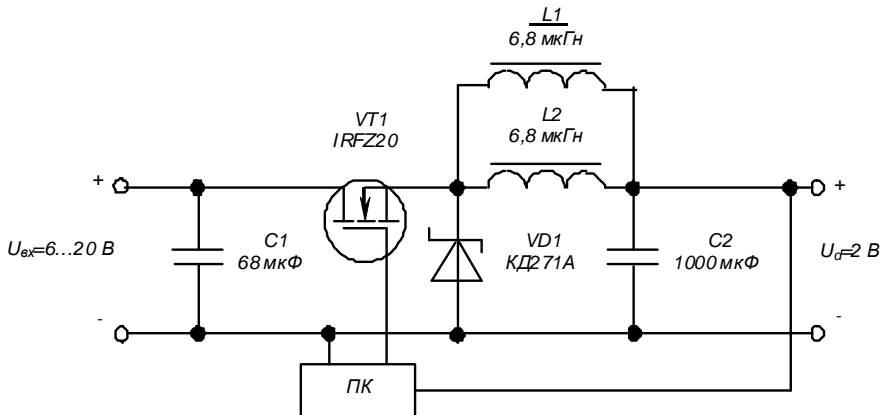


Рис. В10.4 – Схема знижувального імпульсного перетворювача постійної напруги

**Контрольні запитання**

1. Поясніть призначення і роботу знижувального імпульсного регулятора (перетворювача) постійної напруги.
2. Які компоненти застосовують в сучасних імпульсних перетворювачах?
3. Що впливає на значення к.к.д. імпульсного перетворювача?
4. Поясніть переваги імпульсних стабілізаторів напруги порівняно з компенсаційними стабілізаторами.
5. Вкажіть, які параметри регулятора є вихідними, а які одержують у результаті розрахунку.
6. Поясніть, як за розрахунковими даними обираються параметри комплектуючих елементів регулятора.
7. Поясніть, у чому полягають особливості конструктивного виконання імпульсних перетворювачів.

ДОДАТОК А. ЗМІСТ ПОЯСНЮВАЛЬНОЇ ЗАПИСКИ ДО РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРОННОГО ПРИСТРОЮ

Пояснювальна записка – це документ, що вміщує опис будови та принципу дії електронного пристрою, який розроблюється, а також обґрунтування прийнятих при його розробці технічних та техніко-економічних рішень.

Пояснювальна записка містить:

- 1) **титульний лист**, на якому необхідно вказати (див. рис. А1):
 - а) адміністративну підпорядкованість навчального закладу;
 - б) назву навчального закладу (повну та скорочену);
 - в) назву кафедри, що проводить заняття;
 - г) номер варіанту завдання;
 - д) слово «РОЗРАХУНОК», після якого повинна йти назва електронного пристрою;
 - е) вид документа – «Пояснювальна записка»;
 - и) номер курсу і групи, прізвище та ініціали виконавця;
 - к) підпис виконавця та дата здачі розрахунку;
 - л) вчене звання (посада), вчена ступінь, прізвище та ініціали викладача;
 - м) назва міста та рік складання документа (приклад виконання титульного листа наведено на рис. А1);
- 2) **вступ**, у якому наводяться короткі (до 1200 друкованих знаків) загальні відомості про пристрій;
- 3) власне **розрахунок**, у якому наводяться розрахункові формули з поясненнями змінних, що до них входять, результати обчислень, положення щодо вибору параметрів елементів і режимів роботи та інші, необхідні для розуміння отриманих результатів, дані;
- 4) **графічну частину**, до якої входить схема електрична принципова електронного пристрою та, за необхідності, його вузлів, графіки залежностей, що були використані при обчисленнях, або є результатами обчислень (схеми необхідно виконувати згідно з вимогами державних стандартів і з застосуванням креслярського знаряддя (рекомендується використання радіотехнічного трафарету)).

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет міського господарства
імені О.М.Бекетова (ХНУМГ)

Кафедра теоретичної і загальної електротехніки

Варіант №21

РОЗРАХУНОК
та аналіз роботи підсилюючих каскадів на операційних
підсилювачах (ОП)
(пояснювальна записка)

Виконала: студентка 3 курсу групи СДС -1

Вакуленко К.Є.

Прийняв: доцент, канд.техн.наук

Колонтаєвський Ю.П.

Харків 2015

ПІСЛЯМОВА

Отже Ви, шановний читачу, закінчили ознайомлення з нашим підручником.

А в ньому було розглянуто:

1) принцип дії, характеристики, параметри та області застосування основних електронних напівпровідникових приладів сучасної промислової електроніки;

2) пристрої інформаційної електроніки, що є основою систем контролю, вимірювання і керування виробничим і технологічним устаткуванням, транспортними засобами та іншими об'єктами: будову і принцип роботи, а також методи розрахунку підсилювачів електричних сигналів змінного та постійного струмів, імпульсних і цифрових пристроїв, виконаних як на дискретних елементах, так і на інтегральних мікросхемах;

3) пристрої енергетичної електроніки (перетворювальної техніки), призначені для живлення електронного обладнання, технологічних і освітлювальних установок та електричного транспорту: будову і принцип роботи, методи розрахунку основних вузлів і параметрів перетворювачів електричного струму, ведених мережею, і автономних – некерованих та керованих випрямлячів, регуляторів безперервної та імпульсної дії, інверторів; розглянуто питання електромагнітної сумісності електроспоживачів з мережею живлення.

При цьому автори намагалися забезпечити доступність матеріалу і дружність тексту до читача.

Звісно, видання не претендує на вичерпність у висвітленні основ сучасної промислової електроніки, які до того ж динамічно розвиваються – створюються нові електронні прилади, розробляються схемотехнічні рішення і прийоми, методи розрахунку. Але ми сподіваємося, воно сповна відповідає поставленій меті: забезпечити набуття знань у цій галузі техніки студентами і просто зацікавленими особами, для яких вона не є основною спеціальністю. Виходячи з цього, основна увага у підручнику приділяється поясненню принципів будови і роботи електронних приладів і пристроїв.

Маємо надію, що отримані Вами знання і навички з побудови схем електронних пристроїв та аналізу процесів, що в них протікають, будуть добрими підвалинами при вирішенні конкретних технічних завдань у Вашій практичній діяльності за основною спеціальністю.

Бажаємо Вам успішно скласти іспити!

Автори та видавці.

РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Сенько В.І. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник. – Т.1. Елементна база електронних пристроїв / В.І.Сенько, М.В.Панасенко, Є.В.Сенько та ін. – К.: Обереги, 2000. – 300 с.
2. Сенько В.І. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник. – Т.2. Аналогові та імпульсні пристрої / В.І.Сенько, М.В.Панасенко, Є.В.Сенько та ін. – Х.: Фоліо, 2002. – 510 с.
3. Сенько В.І. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник. – Т.3. Цифрові пристрої / В.І.Сенько, М.В.Панасенко, Є.В.Сенько та ін. – К.: Каравела, 2008. – 400 с.
4. Сенько В.І. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник. – Т.4. Силові пристрої: у 2-х кн. – Кн.1 / В.І.Сенько, М.В.Панасенко, Є.В.Сенько та ін. – К.: Каравела, 2013. – 640 с.
5. Сенько В.І. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник. – Т.4. Силові пристрої: у 2-х кн. – Кн.2 / В.І.Сенько, М.В.Панасенко, Є.В.Сенько та ін. – К.: Каравела, 2013. – 316 с.
6. Руденко В.С. Промислова електроніка / В.С. Руденко, В.Я.Ромашко, В.В.Трифонюк. – К.: Либідь, 1993. – 432 с.
7. Забродин Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С.Забродин. – М.: Высшая школа, 1982. – 384 с.
8. Горбачев Г.М. Промышленная электроника / Г.М.Горбачев, Е.В.Чаплыгин. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
9. Руденко В.С. Основы промышленной электроники / В.С. Руденко, В.И.Сенько, В.В.Трифонюк. – К.: Высшая школа, 1985. – 400 с.
10. Колонтаєвський Ю.П. Електроніка та мікросхемотехніка: підруч. для студентів ВНЗ / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков; за ред. А.Г.Соскова. – 2-ге вид. – К.: Каравела, 2009. – 416 с.
11. Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: навч. посібник / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г.Сосков; за ред. А.Г.Соскова.–2-ге вид.–К.: Каравела, 2004.–432 с.
12. Розанов Ю.К. Силовая электроника: учеб. для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А Кваснюк.–М.: Издательский дом МЭИ, 2007.– 632 с.
13. Миловзоров О.В. Электроника: учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 2004. – 288 с.

14. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление: справочное пособие / Б. Уильямс; пер. с англ. Н.Н. Ильин. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 462 с.
15. Хоровиц П. Искусство схемотехники: в 3 т.: пер. с англ. / П.Хоровиц, У. Хилл. – 4-е изд. – М.: Мир, 1993.
16. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство: пер. с нем. / У Титце, К Шенк. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
17. Чебовский О.Г. Силовые полупроводниковые приборы: [справочник] / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.
18. Федоров Б.Г. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение / Б.Г.Федоров, В.А.Телец. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
19. Шидловский А.К. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К.Шидловский, А.В.Козлов, Н.С.Комаров, Г.А.Москаленко. – К.: Наукова думка, 1993. – 272 с.
20. Сосков А.Г. Полупроводниковые аппараты: коммутация управление, защита: учеб. для студ. вузов / А.Г. Сосков, И.А. Соскова; под ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравелла, 2005. – 344 с.
21. Сосков А.Г. Усовершенствованные силовые коммутационные полупроводниковые аппараты низкого напряжения: монография / А.Г.Сосков; Харьк. нац. акад. город. хоз-ва. –Х:ХНАГХ, 2011. –156 с.
22. Сосков А.Г. Гібридні контактори низької напруги з покращеними техніко-економічними характеристиками: монографія / А.Г.Сосков, Н.О.Сабалаєва; Харк. нац. акад. міськ. госп-ва. – Х: ХНАМГ, 2012. – 268 с.
23. Электрические и электронные аппараты: учеб. для студ. вузов / под ред. Ю.К. Розанова. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Информэлектро, 2001. – 420 с.
24. Зайцев А.А. Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности: [справочник] / А.А.Зайцев, А.И.Миркин, В.В.Мокряков и др.; под ред. А.В.Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.
25. Зайцев А.А. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: [справочник] / А.А.Зайцев, А.И.Миркин, В.В.Мокряков и др.; под ред. А.В.Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989. – 384 с.

26. Якубовский С.В. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: [справочник] / С.В.Якубовский, Л.И.Ниссельсон, В.И.Кулешова и др.; под ред. С.В.Якубовского. – М.: Радио и связь, 1989. – 496 с.
27. Зевеке Г.В. Основы теории цепей: учебник / Г.В.Зевеке, П.А.Ионкин, А.В.Нетушил, С.В.Страхов. – 5-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
28. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2005. – 384 с.
29. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: то простого к сложному / Б.Ю.Семенов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
30. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И.Мелешин. – М.: Техносфера, 2009. – 632 с.
31. Москатов Е.А. Справочник по полупроводниковым приборам / Е.А. Москатов. – М.: Радио и связь, 2005. – 270 с.
32. Адзума М. Запираемые тиристоры / М. Адзума, М. Курата // ТИИЭР. – 1998. – Т.76, №4. – С. 128 – 137.
33. Хауэр Ф.П. Силовые полупроводниковые приборы. Обзор / Ф.П. Хауэр. // ТИИЭР. – 1998. – Т.76, №4. – С. 36 – 46.
34. Силовые полупроводниковые приборы: справочник; пер. с англ. / под ред. В.В. Токарева. – М.: Энергия, 1995. – 256 с.
35. Силовые IGBT-модули. Материалы по применению / под. ред. М. Романько – М.: Додэка, 1997. – 321 с.
36. Флоренцев С.Н. Состояние и тенденции развития силовых IGBT-модулей / С.Н. Флоренцев // Электротехника. – 2000. – №4. – С.18–26.
37. Грехов Н.В. Силовая полупроводниковая электроника и импульсная техника / Н.В. Грехов // Вестник Российской Академии Наук. – 2008. – Т. 78, № 2. – С. 106 – 131.
38. Schelle Donald. Buck-Converteresign Demystified / Donald Schelle, Jorge Castorena//Power Electronics technology. – 2006. – June – S.46–53.
39. 2. Шелл Доналд. Разработка понижающего преобразователя без секретов / Доналд Шелл, Жорж Касторена (перевод: Дмитрий Иоффе) // Компоненты и технологии. – 2007. – № 4. – С. 106 – 109.
40. Штрапенин Г. Новое поколение интегральных микросхем National Semiconductor для импульсных источников питания / Г. Штрапенин // Компоненты и технологии. – 2007. – № 8. – С. 114 – 118.

ПРИЙНЯТІ СКОРОЧЕННЯ

АІН	автономний інвертор напруги
АІС	автономний інвертор струму
АЛП	арифметико-логічний пристрій
АОМ	аналогова обчислювальна машина
АЦП	аналого-цифровий перетворювач
АЧХ	амплітудно-частотна характеристика
БТІЗ	біполярний транзистор з ізолюваним затвором
ВАХ	вольт-амперна характеристика
ВІМС	велика інтегральна мікросхема
е.р.с.	електрорушійна сила
ЕК	електронний ключ
ЕОМ	електронна обчислювальна машина
ЗП	запам'ятовувальний пристрій
ЗС	засоби сполучення
ІМС	інтегральна мікросхема
К.З.	режим короткого замикання
к.к.д.	коефіцієнт корисної дії
К-МОН	логічна схема на комплементарних МОН-транзисторах
ЛП	лічильник імпульсів
МВ	мультивібратор
МДН	метал-діелектрик-напівпровідник (конструкція польового транзистора)
МОН	метал-оксид-напівпровідник (конструкція польового транзистора)
МП	мікропроцесор
МПП	мікропроцесорний пристрій
НЗЗ	негативний зворотний зв'язок
НП	напівпровідник
ОЗП	оперативний запам'ятовувальний пристрій
ОП	операційний підсилювач
ПВВ	пристрій вводу-виводу
ПЕ	підсилюючий елемент
ПЗ	пристрій запам'ятовувальний
ПЗЗ	позитивний зворотний зв'язок
ПЗП	постійний запам'ятовувальний пристрій

ПК	пристрій керування
ПЛК	програмований логічний контролер
ПНЧ	підсилювач низької частоти
ППС	підсилювач постійного струму
ПТ	польовий транзистор
Р	робоча точка транзистора (точка спокою)
РГР	розрахунково-графічна робота
САФ	силовий активний фільтр
СБ	спільна база
СВ	спільний витік
СЕ	спільний емітер
СЗ	спільний затвор; схема запуску
СІТ	транзистор зі статичною індукцією
СІФК	система імпульсно-фазного керування
СК	спільний колектор
СС	спільний стік
ФКП	фільтрокомпенсаційний пристрій
ФСНП	фільтр струмів нульової послідовності
Х.Х.	режим холостого ходу
ЧІР	частотно-імпульсне регулювання
ША	шина адреси
ШД	шина даних
ШІМ	широтно-імпульсна модуляція
ШІР	широтно-імпульсне регулювання
ШК	шина керування
GCT	Gate Communicated Turn – Off Thyristor
GTO	Gate Turn Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IEGT	Injection Enhanced Gate Transistor
MCT	Mos Controlled Thyristor
PCM	Plugget Celf Merget
SCR	Silicon Controlled Rectifier
SITh	Static Induction Thyristor

ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

Автомат логічний (цифровий) 194

Акумулятор 241

Алгебра Буля 192

Алгебра логіки 193, 194

Алгоритм 233, 245

АЛП 240

Антирезонанс 415

Арифметико-логічний

пристрій 234, 240

Асемблер 248

АЦП 225

– паралельного кодування 227

– послідовного наближення 226

– функціонально закінчений 226

База 37

Байт 242

Баланс ОП 157

Безтрансформаторний вихідний

каскад 142

Біт 242

Блокінг-генератор

– двотактний 189

– одноктактний 187

– чекаючий 189

Бустер 305

БТІЗ (IGBT) 61

Варикап 33

Варистор 24

Вентильні властивості 22

Випрямляч 262

– безтрансформаторний 377

– двопівперіодний 264

– двополярний 272

– двотактний 264

– з багатократним

перетворенням 377

– керований 299

– однопівперіодний 266

– одноктактний 264

– однофазний

– з нульовим виводом 267

– мостовий 270

– прецизійний 168

– трифазний

– з нульовим виводом

(схема Міткевича) 273

– мостовий

(схема Ларіонова) 275

Витік 53

Відеоімпульс 171

Вмикання

– *p-n* переходу

– зворотне 21

– пряме 22

– біполярного транзистора

– зі спільною базою (з СБ) 40

– зі спільним емітером (з СЕ) 40

– зі спільним колектором (з СК) 40

Вузол порівняння 321

Генератор

– пилоподібної напруги 318

– Роера 189

– тактових імпульсів 240

Генерація пар носіїв 18

Геркон 355

Гідравлічна модель

– діода 26

– випрямляча

– з активно-індуктивним

навантаженням 284

– з активно-ємнісним

навантаженням 282

– ємнісного фільтра 282

– індуктивного фільтра 284

– транзистора 49

-
- Група діодів
– анодна 270, 275
– катодна 270, 275
- Дарлінгтона схема 50
- Децибели 112
- Дешифратор 212
– двійковий 213
– двійково-десятковий 213
– двійково-семисегментний 213
- Джерело реактивної потужності
– кероване 394
– некероване 394, 396
- Динамічний
– діапазон підсилювача 112, 136
– режим роботи логічних елементів 196
- Диністор 71
- Диференціатор на ОП 165
- Діод
– випрямний 26
– високочастотний 31
– імпульсний 31
– напівпровідниковий 26
– нульовий 313
– світло- 32
– тунельний 31
– фото- 32
– Шоттки 27
- Дірка 18
- Драйвер 358, 381
- Дрейф нуля 146
- Електромагнітна сумісність 288, 390
- Електроніка 10
– енергетична 11
– інформаційна 11
– промислова 10
- Елемент
– запам'ятовувальний 242
– логічний 192
- Емітер 37
- Ефект Міллера 356
- Закони алгебри логіки 193
– переставний 193
– сполучний 193
– розподільний 193
- Запам'ятовувальні пристрої 240
– динамічні 243
– статичні 242
– EPROM 244
– EEPROM 244
– DRAM 243
– RAM 242
– ROM 243
– PROM 243
– SRAM 242
- Запити на переривання 258
- Заповнення частотне 349
- Засоби сполучення 239
- Затвор 53
- Зв'язок зворотний 130
– негативний 133
– позитивний 134
- Змінна двійкова (логічна) 192
- Зміщення
– коло 116
– напруга 116
- Зсув фаз 338
- Імпульс 170
- Інвертор
– автономний 360
– ведений мережею 378
– логічний 197
– напруги 360
– – однофазний півмостовий 364
– на повністю керованих
- НП приладах 368
– полярності 161
– резонансний
– – послідовного типу 375
– – послідовно-паралельного типу 375

- струму 360
- – однофазний із трансформаторним виходом 361

Інтегратор на ОП 164

Інтерфейс 237

Каскад

- підсилювальний 111
- – одноктактний 139
- – двотактний 139
- попереднього підсилення 119
- – з СБ 40, 126
- – з СВ 128
- – з СЕ 40, 119
- – з СК 40, 125
- – з СС 129
- – на польових
- МДН-транзисторах 127, 130

Ключ 173

- діодний 173
- електромеханічний 173
- електронний 331, 332
- керований 331
- регульований 332
- типу контактора 331
- типу «тиристор-діод» 335
- типу «тиристор-тиристор» 333
- транзисторний 173

Коефіцієнт

- гармонік 390
- заповнення 171
- згладжування 280
- насичення 49
- нелінійних спотворень 137
- передачі струму 39
- підсилення 111, 147
- – (динамічне значення) 111
- потужності 392
- стабілізації 293

Кола формування імпульсів 173

Колектор 38

Компаратор

- на ОП 166
 - цифровий 327
- Комплементарна пара транзисторів 142
- Контролер 251, 253
- багатоплатний 252
 - одноплатний 252
 - логічний програмований 251

Корекція

- АЧХ ОП 156
- нуля ОП 156

Кратність пульсацій 264

Кут

- відсічки 115, 282
- вимикання 335
- керування 76, 334
- – критичний 339
- провідності 334

Ланцюжок

- диференціювальний 174
- інтегрувальний 175

Лінія навантаження 48

Лічильник імпульсів 214

- віднімаючий 215
- двійково-десятковий 217
- команд 241
- паралельний 216
- підсумовуючий 215
- послідовний 216
- простий 215
- реверсивний 215

Логіка

- жорстка 233
- програмна 236

Магістраль системна 239

Масштаб часу реальний 249

Математична логіка 192

Матриця R-2R 220

Метод регулювання

- імпульсний 300
- комбінований 301
- фазо-імпульсний 307
- частотно-імпульсний 301
- широтно-імпульсний 300
- Мікроелектроніка 11, 92
- Мікрокоманда 248
- Мікрокомп'ютер 232
- Мікроконтролер 253
- Мікрооперація 248
- Мікропроцесор 234, 253
- Мікросхема інтегральна 92
 - аналогова 94
 - велика 13
 - гібридна 93
 - лінійно-імпульсна 94
 - логічна 95, 192
 - напівпровідникова 94
 - цифрова 95, 192
- Мікросхемотехніка 11
- Мінімізація функцій 211
- Мнемоніка 248
- Мнемонік список 249
- Модуль 382
- Мультивібратор 176
 - з відсічними діодами 181
 - з колекторно-базовими зв'язками 177
 - на ОП 182
 - на таймері 231
 - на логічних елементах і тригерах 231
 - чекаючий 183
- Мультиплексор 214
- Навантаження**
 - динамічне 155
 - VDCR-типу 288
- Напівпровідники 17
 - з дірковою провідністю (p -типу) 19
 - з електронною провідністю (n -типу) 19
- Напруга
 - зміщення 116
 - зміщення нуля ОП 157
 - порогу перемикання 228
 - типу «меандр» 183
- Носії заряду
 - дірка 18
 - електрон 18
 - неосновні 19
 - основні 19
- Нульовий вивід 267
- Нуль-орган 166
- Одновібратор**
 - на ОП 183, 185
 - на таймері 231
 - на транзисторах 183
 - на тригері 229
- Операція логічна 192
 - АБО – логічне додавання 192
 - І – логічне множення 193
 - інверсії 194
 - НІ логічне заперечення 192
- Опір
 - негативний 74
 - повний вхідний 411
 - – регульований 411
- Переривач змінного струму** 331
- Перетворювач**
 - аналого-цифровий (АЦП) 220
 - електромагнітний індуктивно-ємнісний (схема Бушера) 297
 - зворотногоходовий 307
 - струму у напругу 162
 - цифро-аналоговий (ЦАП) 220
 - частоти 385
 - чотириквadrантний 402
- Перехід електронно-дірковий ($p-n$) 21
- Підсилювач електричних сигналів електронний 109

- багатокаскадний 135
- балансний 149
- вибіркового 110, 144
- диференціальний 151
- диференціювальний 165
- з подвійним перетворенням 152
- змінного струму
 - з резистивно-ємнісними зв'язками 135
 - з трансформаторними зв'язками 138
- інвертувальний на ОП 159
- інтегрувальний 164
- напруги 110
- неінвертувальний на ОП 161
- низької частоти 110
- операційний (ОП) 152
- постійного струму 146
- потужності 110
- потужності імпульсний 322
- прямого підсилення
- з безпосередніми зв'язками 147
- резонансний 144
- струму 110
- Підсилювач-формувавч 347
- Підсилювальний елемент 36
- Повністю керовані напівпровідникові прилади 367
- Повторювач
 - емітерний 125
 - інвертувальний на ОП 161
 - неінвертувальний на ОП 162
- Повнювач напруги 272
- Подія 192
 - істинна 192
 - хибна 192
- Позистор 25
- Порти введення/виведення 258
- Потенціальний бар'єр 21
- Потужність
 - активна 393
 - мікропроцесора 250
 - неактивна 393
 - повна 393
 - реактивна 393
 - спотворення 393
- Правила де Моргана 193
- Представлення алгоритму 245
 - графічне 245
 - описове 245
 - у вигляді таблиці 245
- Пристрій
 - арифметико-логічний 234
 - запам'ятовувальний 235, 242
 - оперативний 239
 - постійний 239
 - вводу-виводу 235
 - керування 234, 242
 - цифровий мікроелектронний 209
 - мікропроцесорний 237
- Пристрої
 - імпульсні 170
 - комбінаційні 209
 - послідовнісні 209
 - фільтрокомпенсаційні 398
 - цифрові 209
- Пробій *p-n* переходу
 - електричний 23
 - тепловий 23
- Програма
 - вихідна 249
 - машинна 247
 - об'єктна 249
 - ретранслятор 248
- Пропуск вмикання 339
- Процесор 234
- Процесора структура 234
- Радіоімпульс 171
- Регістри 219, 240
 - адреси пам'яті 241
 - буферні інтерфейсу 220
 - команд 241
 - робочі 241

- стану 241
- Регулятор
 - змінного струму 331
 - – однофазний 333
 - напруги 263
 - – однофазний 76
 - – трифазний симетричний 340
 - знижувального типу 305
 - інвертувального типу 306
 - неактивної потужності 407
 - підвищувального типу 305
 - статичний 309
 - фазоімпульсний 309
- Режим роботи
 - мультівібратора
 - автоколивальний 177
 - – синхронізації 177
 - – чекаючий 177
 - підсилювача
 - – класу А 115
 - – класу АВ 116
 - – класу В 115
 - – класу С 115
 - – класу Д 116
 - – спокою 114
 - насичення 47
 - транзистора
 - – активний (підсилювальний) 47, 48
 - – відсічки 47
 - – насичення 47, 48
 - – ключовий 47
- Резистори
 - напівпровідникові 24
 - – лінійні 24
 - – нелінійні 24
- Рекомбінація 20
- Рекуперування 381
- Робоча точка 48
- Розбаланс ОП 157
- Самозбудження підсилювача 134
- Сигнал синфазний 151
- Симістор 80
- Система
 - числення
 - – двійкова 192, 236
 - – десяткова 236
 - – шістнадцяткова 247
 - команд 249
 - мікропроцесорна 238
- СІТ-транзистор 50
- СІФК 313
 - з вертикальним керуванням 316
 - з горизонтальним керуванням 314
 - з цифровим керуванням 327
 - резистивно-ємнісна 323
- Снабер 77
- Спосіб керування (СІФК)
 - вертикальний 316
 - горизонтальний 314
 - цифровий 327
- Стабілізатор
 - компенсаційний 293
 - – паралельного типу 293
 - – послідовного типу 293
 - напруги 263
 - параметричний 291
 - струму 296
- Стабілізація температурна 118
- Стабілітрон 30
- Стан
 - логічний 240
 - нелогічний 240
 - третій 240
- Стік 53
- Структура
 - гомогенна 63
 - епітаксialьна 63
 - NPT-структура 63
 - PT-структура 63
- Струмове дзеркало 154
- Суматор на ОП
 - інвертувальний 163

- неінвертувальний 163
- Суматор-віднімач 164
- Схема
 - Бушера 297
 - вентильна 263
 - з виведеною нейтраллю 340
 - з ізольованою нейтраллю 340
 - ОП типова 156
 - запуску 346
 - тиристорів 347
 - біполярних і польових транзисторів 355
 - двоопераційних тиристорів і БТІЗ 356
 - логічна 194
 - магістральна 239
 - мікропроцесора структурна 240
 - півмостова 272
- Таблиця
 - істинності 194
 - переходів 204
- Таймер 231
- Таймери-лічильники 258
- Термістор 25
- Терморезистор 25
- Тетрада 247, 229
- Тиристор 71, 75
 - двоопераційний 80
 - електростатичний 85
 - запірний з МОН-керуванням 86
 - оптронний 80, 84
 - фото 80
- Тиристора комутація
 - невимушена 76
 - примусова 76
- Тотожності алгебри логіки 193
- Транзистор 36
 - *n-p-n* типу 37
 - *p-n-p* типу 37
 - біполярний 37
 - з ізольованим затвором (БТІЗ) 61
 - МДН 58
 - МОН 58
 - одноперехідний 51
 - польовий 52
 - з ізольованим затвором 58
 - з керуючим *p-n* переходом 53
 - СІТ 56
 - складений 50
 - уніполярний 52
 - Шоттки 198
 - IGBT 61
- Транзистора
 - гідравлічна модель 49
 - фізична Т-подібна модель 46
 - характеристики
 - вихідні 41
 - входні 41
 - динамічна (лінія навантаження) 48
 - керування 41
 - перехідні 41
 - статичні 40
- Трансформатор 263
- Тригер 200
 - *D* 206
 - *JK* 207
 - *RS* 204
 - *T* 202, 207
 - асинхронний 203
 - симетричний 200
 - синхронний 203
 - у інтегральному виконанні 203
 - Шмітта 182
- Тригера
 - вхід
 - імпульсний 206
 - інверсний 204, 206
 - інформаційний 203
 - прямий 204, 205
 - потенціальний 205

- синхронізації (тактовий) 203
- вихід
 - інверсний 203
 - прямий 203
- стан 204
 - невизначений 204
 - нульовий 204
 - одиничний 204

Триністор 74

Умови режиму генерації 134

Фільтр

- активний
 - ємнісний 295
 - силовий 400
 - трифазний 410
- «дірка» 280
- ємнісний 279
- завадопоглинальний 400
- згладжувальний 263
 - пасивний 278
- індуктивний 278
- комбінований 394, 413
- недисипативний 409
- нульової послідовності 400
- «пробка» 280
- резонансний 280
 - силовий 398

Флайбек 307

Флеш-пам'ять 244

Фоторезистор 25

Функціонально повна система логічних елементів 210

Функція

- двійкова (логічна, перемикальна) 192
- заперечення (Н1) 192
- АБО 192, 195
- І 193, 195
- АБО-НІ 195
- І-НІ 195

- стрілка Пірса 210
- штрих Шеффера 210

Характеристика

- амплітудна 112
- амплітудно-частотна (АЧХ) 113
- вихідна динамічна 48
- вольт-амперна (ВАХ) 22
 - ідеального ключового елемента 173
- випрямляча зовнішня 289
- вхідна
 - керуючого переходу тиристора 350
- керування 336
- регульовальна 337
- транзистора
 - вихідні 41
 - вхідні 41
 - керування 41
 - перехідні 41

ЦАП 220

- на основі методу перерозподілу заряду 224

Центральний процесорний елемент 257

Чоппер 305

Шикаї схема 51

Шина

- адреси 239
- даних 239
- керування 239

Широтно-імпульсна модуляція 371

Шуми підсилювача 137

Щільність імпульсів 171

h- параметрів система 45

Навчальне видання

**СОСКОВ Анатолій Георгійович,
КОЛОНТАЄВСЬКИЙ Юрій Павлович**

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

Підручник

Керівник видавничих проектів Ю.В. Піча

Здано на складання 04.07.2014 р. Підписано до друку 26.01.2015 р.
Формат 60х90/16. Папір офсетний. Друк офсетний. Гарнітура
Times New Roman. Ум. друк. арк. 31,5. Обл.-вид. арк 32,25.

Видавництво «Каравела»,
просп. Рокосовського, 8а, м. Київ, 04201, Україна.
Тел. (044) 592-39-36, (050) 355-77-75.
E-mail: caravela@ukr.net

WWW.CARAVELA.KIEV.UA

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до
Державного реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів
видавничої продукції: ДК №2035 від 16.12.2004 р.